В. Н. Типугин
В. А. Вейцель

Радиоуправление

«Советское радио»

В. Н. ТИПУГИН, В. А. ВЕЙЦЕЛЬ

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования РСФСР в качестве учебного пособия для высших технических учебных заведений

ИЗДАТЕЛЬСТВО „СОВЕТСКОЕ РАДИО"

МОСКВА — 1962

В книге рассматриваются вопросы теории и расчета радиоэлектронных устройств, используемых в системах управления снарядами различного назначения.

Рассмотрение выполнено с учетом особенностей работы радиоэлектронных устройств в качестве отдельных звеньев (радиозвеньев) в замкнутом контуре регулирования системы управления. Большое внимание уделяется анализу передаточных функций радиозвеньев и оценке точности радиоуправления. В частности рассматриваются ошибки наведения, возникающие в результате действия помех на радиоканал, изменения передаточных функций радиозвеньев из-за помех и т. д.

В книге приводятся минимально необходимые для радиоинженеров сведения о методах наведения, траекториях и динамике полета снарядов. В одной из глав рассматриваются также радиотелеметрические системы, предназначенные для передачи информации со снарядов. Здесь дается ряд примеров расчета ошибок в телеметрических системах с различными методами модуляции, способами разделения каналов и регистрации результатов измерений.

Книга является учебным пособием для соответствующих специальностей в высших учебных заведениях, а также может быть использована радиоинженерами, работающими в области радиоуправления.

Книга будет также полезной и для нерадиоспециалистов, связанных с разработкой систем управления.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Техника телеуправления и телеизмерения с использованием различных радиоканалов находит все большее применение для решения самых разнообразных задач в энергетике, промышленности, транспорте и, особенно, в военном деле.

В число этих задач как одна из наиболее сложных и новых входит задача управления на расстоянии движением различных объектов, в первую очередь движением беспилотных летательных аппаратов.

Задача управления беспилотными летательными аппаратами решается применением сложного комплекса самых разнообразных технических средств, называемого в совокупности системой управления.

Непосредственно с задачей управления связана задача радиотелеизмерения различных величин на борту беспилотных летательных аппаратов.

Проектирование современных систем управления базируется на использовании в едином комплексе достижений таких различных и, на первый взгляд, слабо связанных отраслей науки, как например аэродинамика, термодинамика, газодинамика, сопротивление материалов, химия топлива, баллистика, автоматическое регулирование, теория информации, теория логических машин, радиофизика, радиотехника, электроника и т. д.

В целом теорию систем управления можно рассматривать как отрасль технической кибернетики.

В современных системах управления широко применяются все основные виды радиоканалов, радиолиний и радиосистем (разнообразные радиолинии связного типа, радионавигационные каналы и системы, радиопеленгационные и радиолокационные каналы и телевизионные радиолинии).

Техника управления движением беспилотных летательных аппаратов охватывает значительно более широкий круг проблем и вопросов, чем телемеханика в обычном ее понимании, когда достаточно ограничиться рассмотрением передачи тех или иных команд без учета обратной связи.

Специфическая особенность использования радиотехнических устройств в системах управления заключается в том, что эти устройства входят как отдельные звенья в состав замкнутого контура регулирования, которым являются системы управления.

Технические характеристики всей системы управления неразрывно связаны с техническими характеристиками радиоустройств. Любые изменения принципиально важных параметров этих устройств неизбежно приводят к изменению тех или иных параметров системы в целом. Поэтому проектирование радиотехнических устройств для систем радиоуправления должно основываться, прежде всего, на рассмотрении этих устройств как отдельных звеньев замкнутых систем регулирования. Такое рассмотрение и является основной задачей этой книги.

По вопросам управления беспилотными летательными аппаратами к настоящему времени опубликован целый ряд работ, в которых сделаны попытки обобщить накопившийся богатый опыт по разработке систем управления. Основными из них можно считать работы: Гуткина Л. С. [8], Локка А. С. [12], Феодосьева В. И. и Синярева Г. Б. [19], Мюллера Ф. [13], Кельзона А. С. [27], Мерилла Г., Гольдберга Г., Гельмгольца Р. [38]. Кроме того, ряд статей, брошюр, обзоров и отдельные разделы некоторых книг посвящены вопросам управления беспилотными аппаратами, например [21, 28, 37, 39, 45, 46, 51, 53, 55, 62, 67, 68, 69, 70].

Вопросы применения радиотехнических методов в системах управления наиболее глубоко разобраны в работе Гуткина Л. С. [8]. Это первая работа, написанная в подобном плане. Тем не менее, в настоящее время нет учебных пособий или работ, по которым можно было бы составить достаточно полное представление об особенностях разнообразных радиотехнических устройств, используемых в системах управления беспилотными объектами, и о методах проектирования таких устройств.

Настоящая работа является попыткой хотя бы частично восполнить этот пробел.

Специфика всех опубликованных работ в том, что в них вопросы управления рассматриваются применительно к военной технике. Поэтому вопросы проектирования радиотехнических устройств приходится так или иначе связывать с прикладными военными вопросами.

В настоящей книге все конкретные примеры, касающиеся конструктивных решений, технических и тактических оценок и характеристик, базируются на материале зарубежной технической литературы. В ряде случаев рассматривается использование известных радиотехнических устройств разнообразного назначения в радиолиниях управления.

Такое рассмотрение также выполнено на основе различных иностранных источников. Перечень использованной литературы приведен в конце книги.

Авторы надеются, что данная книга даст радиоспециалистам достаточно полное представление об основных специфических особенностях применения радиотехнических устройств в системах радиоуправления, о методах подхода к проектированию этих устройств. Кроме того, эта книга позволит специалистам смежных областей, связанным с разработкой систем управления, составить конкретное представление об основных технических методах, которыми располагает современная радиотехника для создания систем радиоуправления и радиотелеметрии.

Вопросы, не относящиеся к радиотехнике в книге освещены с максимально возможным упрощением с тем, чтобы, не искажая принципиальной стороны дела, сделать эти вопросы легко доступными для радиоспециалистов.

Вопросы радиотехнического характера рассматриваются в основном в линейном или квазилинейном приближении. Нелинейности учитываются только в тех случаях, когда линеаризация задачи приводит к искажению принципиальной стороны вопроса.

При написании книги авторы использовали математический аппарат, который, в основном, не выходит за рамки курса математики высшего технического учебного заведения (считается, в частности, что в этот курс входят элементы теории вероятностей и случайных процес-

сов, а также основы гармонического анализа и операционного исчисления).

В целом книга написана в расчете на читателя, знакомого, кроме определенных разделов высшей математики, с основами радиотехники и теории информации, с элементами линейной теории автоматического регулирования и, наконец, с основными принципами работы современных счетнорешающих приборов и моделирующих устройств.

Необходимо отметить, что многие вопросы управления объектами с позиций теории автоматического регулирования рассмотрены в книге А. Н. Щукина «Динамические и флюктуационные ошибки управляемых объектов, изданной в тот период, когда настоящая книга уже находилась в печати.

Авторы считают своим приятным долгом выразить глубокую благодарность научному редактору книги кандидату технических наук Ю. Х. Вермишеву за ряд ценных советов, данных им при редактировании, а также всем другим товарищам, высказавшим замечания по рукописи.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ СНАРЯДАМИ. МЕТОДЫ НАВЕДЕНИЯ

1.1. РАДИОУПРАВЛЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ

Работы по использованию средств радиотехники для управления на расстоянии, т. е. работы по радиоуправлению, начались еще до первой мировой войны. К этому периоду относятся проекты, а также и попытки практического осуществления управления по радио различными летательными аппаратами и кораблями. В конце первой мировой войны в Германии и Франции проводились опыты по телеуправлению самолетами и кораблями. В 20-х и особенно 30-х годах во многих странах были широко развернуты опытные работы по созданию управляемых по радио самолетов, танков и морских объектов (катеров и кораблей) [9, 12, 13, 19, 28, 37]. Однако до начала второй мировой войны практического применения радиоуправление, по существу, не получило. Только начиная с 40-х годов, положение резко изменилось. Особенно большие успехи были достигнуты в области управления беспилотными летательными аппаратами. Причиной этого были следующие два обстоятельства:

1) успешное использование созданного к этому времени современного реактивного оружия во многих случаях оказалось возможным только на базе широкого применения радиоуправления;

2) только к 40-м годам были созданы достаточно эффективные средства для контроля движения управляемого объекта и цели (радиолокаторы).

Следует отметить, что разработка беспилотных летательных аппаратов, снабженных реактивным двигателем, несколько опередила разработку необходимых для управления средств радиолокации. Поэтому первые управляемые по радио беспилотные летательные аппараты, получившие практическое применение, или наводились на неподвижные цели с неподвижного пункта управления (немецкие ракеты дальнего действия серии А, созданные согласно [28] к 1942 г.), или могли управляться с помощью оптического визирования (разработанные во время второй мировой войны планирующие торпеды и бомбы, наводимые с самолета с относительно небольших расстояний на крупные наземные и надводные цели). Разработка практически приемлемых зенитных и авиационных снарядов, управляемых по радио, оказалась возможной только на базе использования радиолокации. Создание таких снарядов было вызвано необходимостью борьбы со скоростной реактивной бомбардировочной авиацией.

В настоящее время в технической литературе описаны различные виды реактивного оружия, управляемого по радио. Многие авторы называют беспилотные управляемые летательные аппараты **управляемыми снарядами**. Последний термин более точно отражает специфику реактивного оружия и поэтому используется в дальнейшем.

Ввиду важности радиоуправления как одного из основных средств, обеспечивающих эффективность реактивного оружия, коротко остановимся на характерных особенностях этого оружия. Базой, на которой создано современное реактивное оружие, является реактивный двигатель. Подобный двигатель применяется во всех управляемых снарядах, за исключением планирующей авиабомбы (торпеды) и управляемой авиабомбы с коррекцией баллистической траектории.

Существенное преимущество реактивного двигателя по сравнению с поршневым, прежде всего, в том, что он позволяет получить значительную мощность при сравнительно малых габаритах и весе, что обеспечивает создание большой силы тяги и, соответственно, высоких скоростей полета.

Воздушно-реактивный и турбореактивный двигатели (ВРД и ТРД) в процессе работы получают необходи-

мый для горения топлива кислород из окружающего воздуха. Вследствие этого рабочий потолок подобных двигателей не превышает примерно 20—30 *км* [28].

Для жидкостно-реактивного двигателя (ЖРД), наоборот, не требуется поступления кислорода из окружающего воздуха. Окислитель также, как и горючее, находится на самой ракете. Поэтому ЖРД является двигателем больших высот. Недостатком ЖРД является в несколько раз больший удельный расход топлива по сравнению со всеми другими типами двигателей.

На управляемых снарядах может также применяться и второй тип двигателя, не требующий поступления необходимого для горения кислорода из окружающей среды. Это — пороховой двигатель (ПД).

Жидкостно-реактивный, а также и пороховой двигатели называются ракетными двигателями [28].

Особенности реактивных двигателей позволили создать не только современную реактивную авиацию. Замена баллистического артиллерийского снаряда (зенитного, авиационного, дальнобойного и т. п.) управляемым снарядом с реактивным двигателем существенно увеличивает дальность действия основных видов тактической артиллерии. Более того, свойства реактивного двигателя обеспечили возможность создания по существу нового вида артиллерии: ракет дальнего действия (РДД) [28]. Наконец, установка реактивного двигателя на воздушные торпеды существенно увеличивает дальность сбрасывания.

Применение реактивного двигателя позволило достигнуть весьма высоких скоростей полета (до нескольких единиц и десятков M) *, причем достижение таких скоростей может происходить с ускорениями до $(10 \div 30)g$ [38]. Поэтому отрезок времени, в течение которого набирается необходимая скорость полета, невелик (от нескольких секунд до минут). Высокие скорости полета, с одной стороны, существенно усложняют уничтожение реактивных снарядов в полете, а с другой — позволяют эффективно использовать реактивное оружие для борьбы со средствами воздушного нападения.

Однако преимущества реактивного оружия могут

* M — число Маха, равное отношению скорости движения тела к скорости распространения звука в воздухе.

проявиться только при условии, что будет обеспечена необходимая вероятность поражения цели. Одним из основных факторов, определяющих вероятность поражения цели, является точность попадания в цель или точность наведения на цель. При больших дальностях действия, характерных для реактивного оружия, необходимая точность практически обеспечивается только при условии управления реактивным снарядом во время его полета. Одним из наиболее общих и перспективных путей решения проблемы управления полетом является использование радиоуправления.

Следует сразу отметить, что применение радиоуправления неизбежно связано с наличием радиоканала управления, а во многих случаях также и радиоканалов, обеспечивающих наблюдение за целью и управляемым снарядом в процессе его наведения на цель. Поэтому, в принципе, управление по радио может быть нарушено путем организации искусственных радиопомех. Таким образом, открывается один из возможных путей борьбы с реактивным оружием, управляемым по радио. Следовательно, при разработке радиотехнических средств для управления реактивными снарядами одной из центральных задач является задача обеспечения достаточной помехозащищенности. Проблема обеспечения помехозащищенности во многом определяет принципы действия и аппаратурный состав применяемых радиотехнических средств.

В ряде работ [53, 71, 72, 74, 75, 76, 83] отмечается, что, кроме управления реактивным оружием, радиоуправление играет огромную роль и в управлении спутниками Земли и космическими ракетами. Практический интерес представляет также применение радиоуправления кораблями, катерами, танками, минными полями и т. д. Однако радиоуправление реактивным оружием и космическими ракетами является наиболее сложной технической задачей. Поэтому остальные возможные случаи применения радиоуправления в настоящей книге не рассматриваются.

Управляемые снаряды по условиям их полета могут быть разделены на два вида: самолеты-снаряды (крылатые управляемые снаряды) и ракеты [45].

Самолетом-снарядом называется управляемый снаряд, полет которого в основном обеспечивается подъем-

ной силой крыла. Самолет-снаряд (рис. 1.1,*а*) имеет поэтому сильно развитые крылья. На самолетах-снарядах устанавливаются реактивные двигатели всех типов.

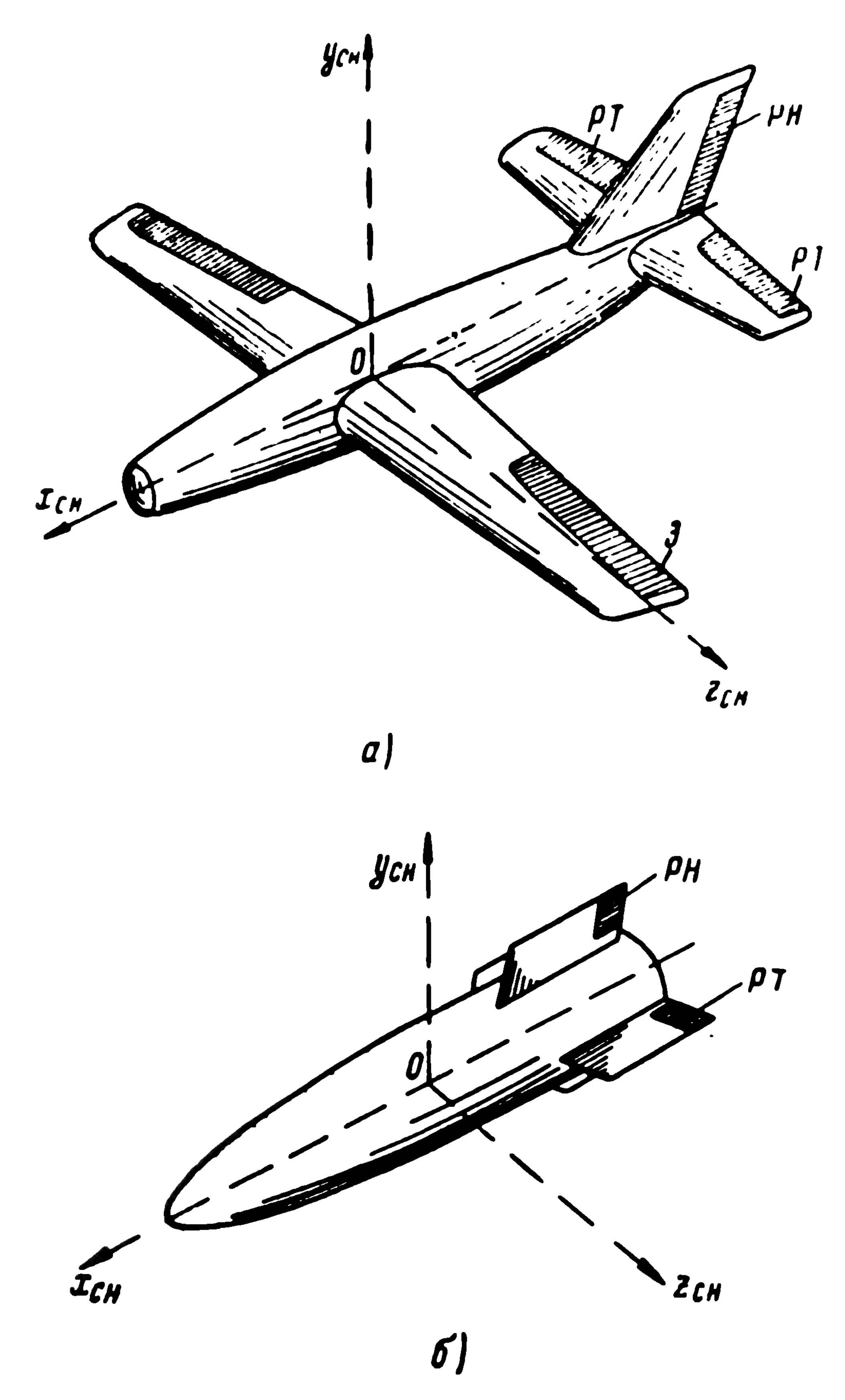


Рис. 1.1. Виды управляемых снарядов:
а — самолет-снаряд; *б* — ракета; Э — элероны; РТ — рули тангажа; РН — рули курса (направления).

Ракетой, строго говоря, следует называть любой снаряд, снабженный ракетным двигателем. В настоящей книге, однако, понятие «ракета» используется в более узком смысле. Под ракетой подразумевается такой управляемый снаряд, который, во-первых, снабжен ра-

кетным двигателем и, во-вторых, полет которого определяется его баллистическими свойствами и обеспечивается за счет кинетической энергии.

Типичная ракета (рис. 1.1,*б*) обладает осевой аэродинамической симметрией; такая ракета или вообще не имеет крыльев, или имеет слаборазвитые крылья.

На рис. 1.1 через O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$ обозначена система координат, связанная с корпусом снаряда. Подобную систему обычно называют связанной системой координат. Ось $x_{сн}$ этой системы совпадает с продольной осью симметрии снаряда, а начало координат помещается в его центре масс.

Во многих работах предлагается следующая классификация управляемых снарядов [9, 13, 28]:

1. Самолеты-снаряды и баллистические ракеты дальнего действия (ССДД и РДД).

2. Авиационные управляемые реактивные снаряды (АУРС).

3. Управляемые авиационные торпеды и бомбы (УАТ и УАБ).

4. Зенитные управляемые реактивные снаряды (ЗУРС).

Рассмотрим основные характеристики этих типов управляемых снарядов.

ССДД и РДД применяются в таких условиях, когда пусковая установка размещена на поверхности земли или на корабле, а целью является наземный объект или корабль. Подобные управляемые снаряды называют также снарядами вида «поверхность — поверхность» * или снарядами вида «земля (море) — земля (море)».

ССДД и РДД, в основном стратегическое оружие. Однако они имеют большое значение и как тактическое оружие [28].

Скорость полета РДД достигает 6000—8000 *м/сек*; дальность действия — сотни и тысячи километров; высота полета — до 1000 *км* и более. В качестве двигателя используется ЖРД. Многие конструкции РДД крыльев не имеют. На рис. 1.2 приведена фотография ракеты «земля — земля» перед пуском.

---

* Первое слово обозначает месторасположение пусковой установки, а второе — цели.

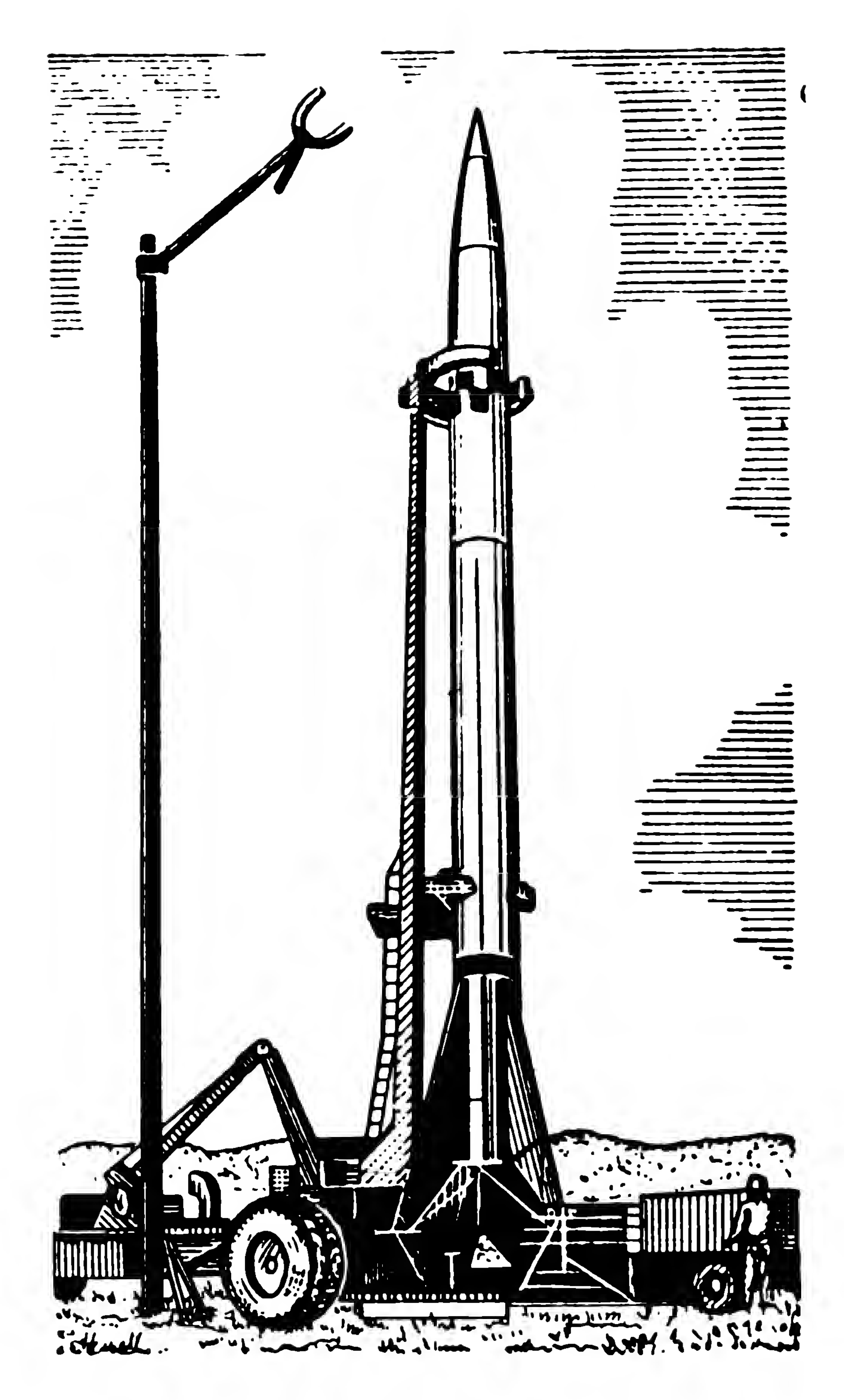


Рис. 1.2. Ракета класса „земля — земля" перед стартом.

ССДД имеют значительно меньшие по сравнению с РДД скорости полета. В качестве двигателя используется обычно ТРД или ВРД, поэтому высоты полета могут достигать 20—30 *км*. Относительно малая скорость и небольшая высота полета делают ССДД более уязвимыми по отношению к возможным средствам зенитной защиты по сравнению с РДД. Фотография типичного самолета-снаряда дальнего действия приведена на рис. 1.3.

Авиационные управляемые реактивные снаряды (АУРС) используются как оружие вида «воздух — воз-

дух», т. е. для поражения летательных аппаратов, когда пункт управления также находится в воздухе. Дальность действия АУРС обычно не превышает нескольких десятков километров. Во многих случаях они снабжаются

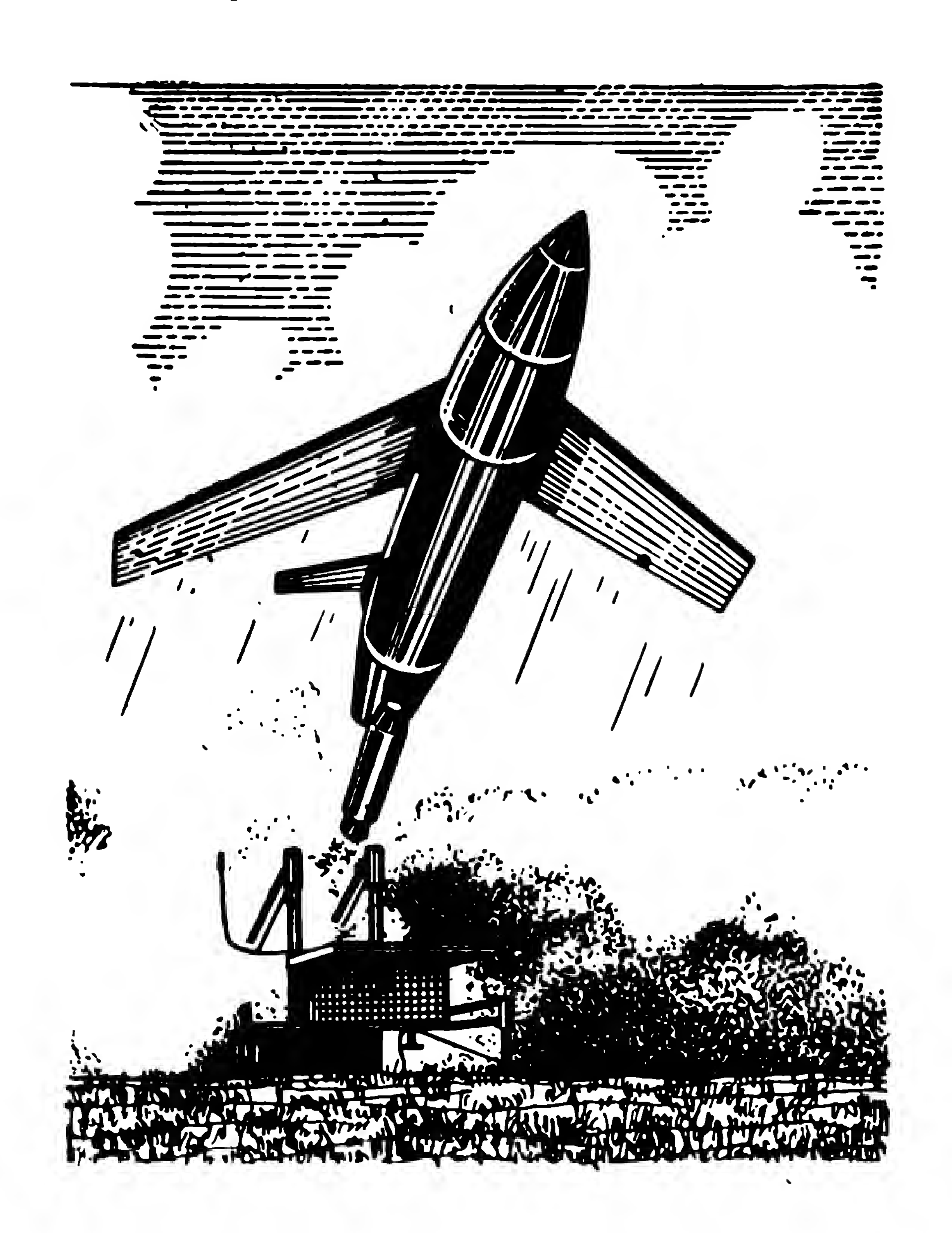


Рис. 1.3. Старт самолета-снаряда.

ЖРД или двигателем на твердом топливе. Конструктивно АУРС выполняются в виде ракеты, снабженной небольшими крыльями, или в виде самолета-снаряда. Скорости полета такого снаряда достигают нескольких сотен метров в секунду. Его ориентировочные размеры: длина до нескольких метров, диаметр десятые доли метра. Типичный авиационный управляемый реактивный снаряд показан на рис. 1.4.

Управляемые авиационные торпеды и бомбы являются оружием вида «воздух — земля (море)». Они предназначаются для поражения с самолетов как наземных и надводных целей, так и подводных целей. Простейшая пикирующая управляемая бомба двигателя не имеет. При полете самолета-носителя со сверхзвуковой скоростью на высоте порядка 15—20 *км* подобная бомба может сбрасываться с расстояний до цели, не превышающих 15—20 *км*. На рис. 1.5 показана одна из возможных конструкций такой бомбы с аэродинамическим стабилизатором.

Известны также и планирующие бомбы без двигателя. Недостаток таких бомб — небольшая дальность действия и малая скорость планирования.

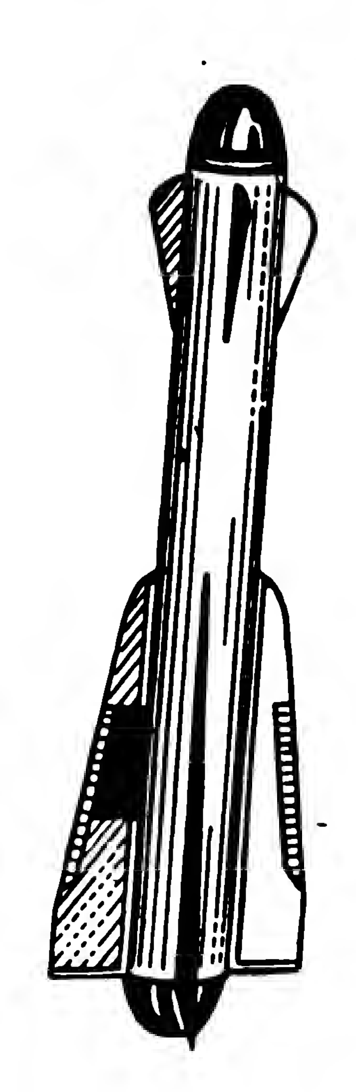


Рис. 1.4. Авиационный управляемый реактивный снаряд.

Управляемые авиационные торпеды, снабженные реактивным двигателем, позволяют осуществить атаку цели с расстояний 150—200 *км*. Конструктивно авиационные торпеды выполняются в виде самолетов-снарядов. Торпеды сбрасываются с высот, достигающих 15—25 *км*. Максимальные скорости полета торпед составляют несколько сотен метров в секунду. В качестве двигателей применяются как ракетные двигатели на жидком и твердом топливе, так и турбореактивные.

Ориентировочно геометрические размеры торпеды (длина и размах крыльев) достигают нескольких метров (до 10 *м*). На рис. 1.6 приведена фотография авиационной торпеды.

Зенитные управляемые реактивные снаряды (ЗУРС) являются оружием вида «земля (море)—воздух» и представляют собой эффективные средства борьбы с авиацией. Дальности действия превышают несколько десятков и сотен километров, скорости полета — сотни и тысячи метров в секунду. Корпус зенитного снаряда обычно имеет большое удлинение. Расположение крыльев,

как правило, крестообразное*. Для быстрого набора высоты используются дополнительные стартовые ракетные двигатели, работающие несколько секунд. После

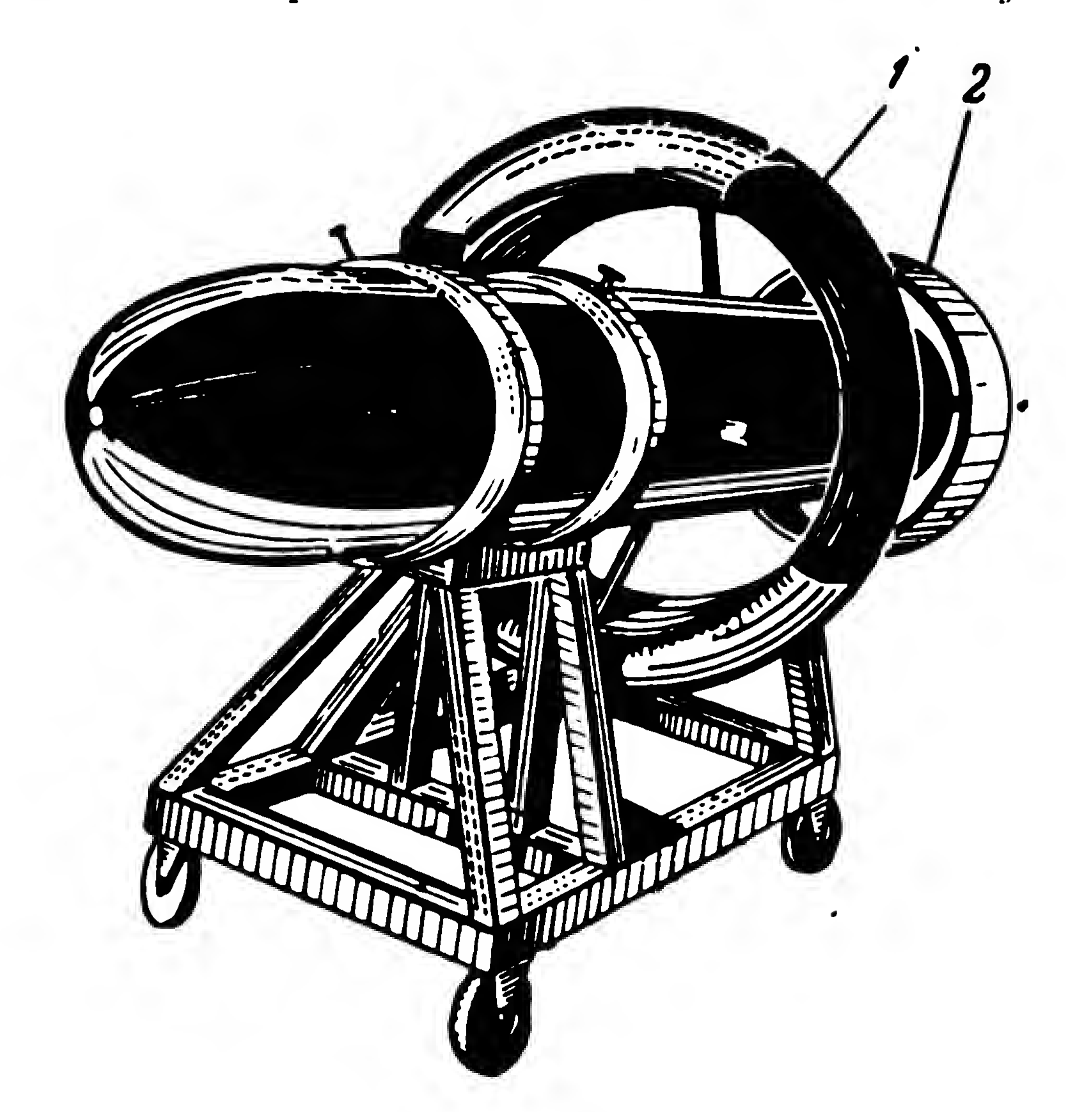


Рис. 1.5. Авиационная управляемая бомба с кольцевым аэродинамическим стабилизатором:
1 — аэродинамический стабилизатор; 2 — хвостовое рулевое кольцо.

окончания работы стартовый двигатель автоматически сбрасывается. В качестве основного двигателя обычно применяется ЖРД или ВРД. Длина ракеты достигает 10—15 *м*. Фотография типичной зенитной ракеты приведена на рис. 1.7.

В заключение настоящего раздела определим понятие комплекса управляемого снаряда и системы управления, а также приведем возможную классификацию способов управления.

К о м п л е к с у п р а в л я е м о г о с н а р я д а в общем случае включает в себя пункт управления, пусковое

---

* Зенитные ракеты имеют значительную подъемную силу крыльев, что позволяет обеспечить высокую маневренность. Такие ракеты согласно принятой классификации следовало бы назвать самолетами-снарядами. Однако термин «зенитная ракета» широко используется в литературе, поэтому применяется и здесь.

устройство со всем оборудованием к нему, управляемый снаряд и устройства системы управления.

Совокупность всех устройств, обеспечивающих управление снарядом на всей его траектории вплоть до встре-

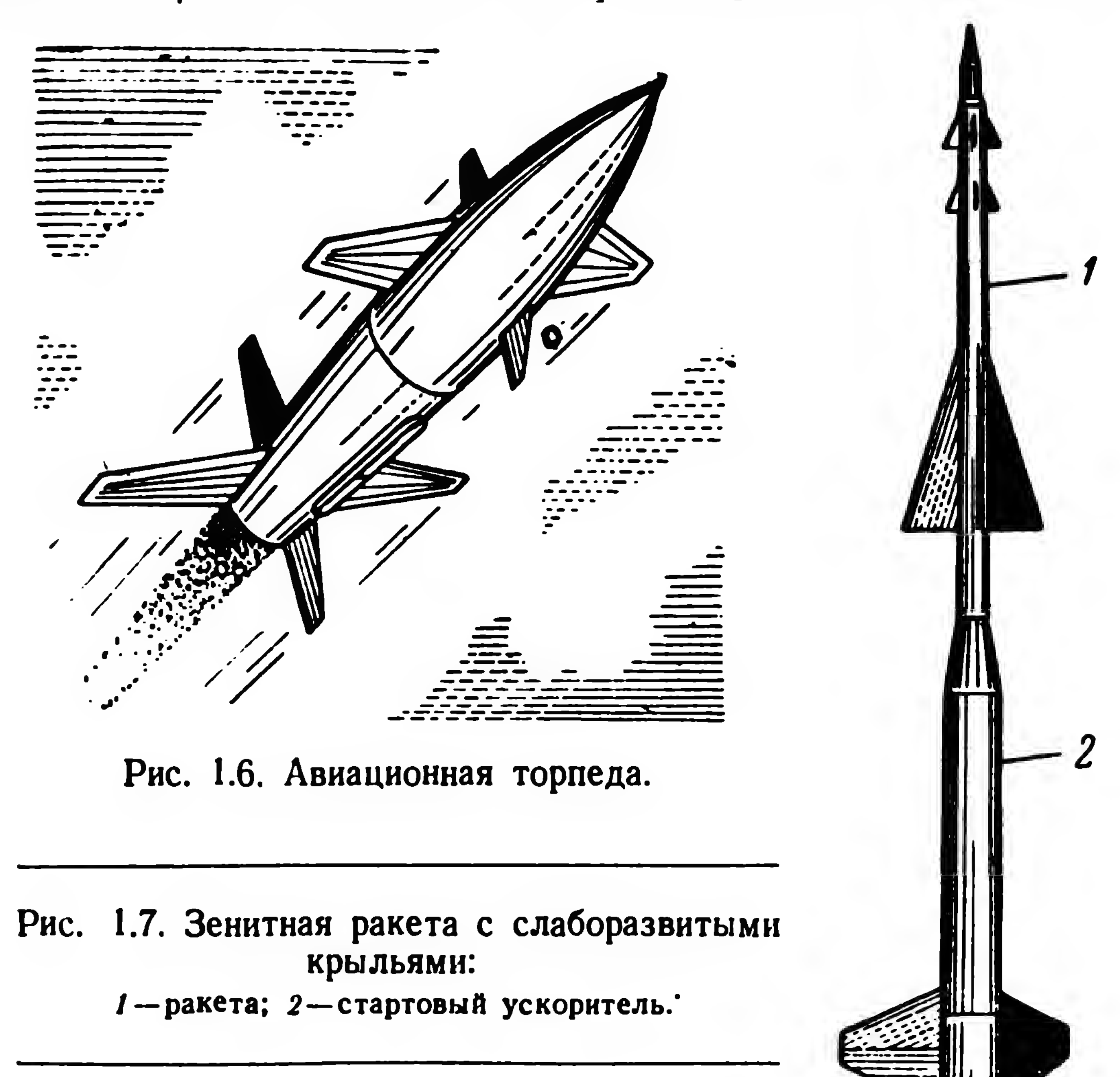


Рис. 1.6. Авиационная торпеда.

Рис. 1.7. Зенитная ракета с слаборазвитыми крыльями:
1—ракета; *2*—стартовый ускоритель.

чи с целью, называют системой управления. Состав системы управления различен для различных способов управления.

Принципы аппаратурного осуществления системы управления определяются применяемым в этой системе способом управления. Известны три основных способа управления [12]:

1. Автономное управление.
2. Самонаведение.
3. Управление с командного пункта (пункта управления).

При автономном управлении какие-либо управляющие сигналы (с пункта управления или от цели) на снаряд не поступают. Управление полетом полностью осуществляется аппаратурой, установленной на

борту снаряда. Бортовая аппаратура обеспечивает движение снаряда по заранее определенной траектории. Принципы работы этой аппаратуры основаны или на использовании гироскопов, или на применении чувствительных элементов, реагирующих на ориентиры, связанные с Землей (сила земного притяжения, магнитное поле Земли и т. п.) или, наконец, на ориентиры, связанные с излучениями, поступающими к Земле из Вселенной (излучение радиотуманностей, световое излучение звезд и т. п.).

Автономное управление имеет большое значение для наведения на неподвижные или медленно движущиеся цели. В подобных случаях необходимая траектория снаряда, полет по которой заканчивается встречей снаряда и цели, однозначно устанавливается до старта, т. е. до начала процесса наведения. К таким траекториям относятся фиксированные и баллистические траектории.

Отличие фиксированной траектории от баллистической заключается в том, что при наведении по первой из них управление снарядом производится в течение всего процесса наведения, а при наведении по второй — только на начальном активном участке траектории (баллистические траектории подробнее рассмотрены в гл. 10).

Автономное управление осуществляется наиболее просто при неподвижной точке старта, так как в этом случае выбрать необходимую траекторию снаряда сравнительно несложно. При движущейся стартовой установке выбор траектории усложняется необходимостью учета местонахождения и характеристик движения этой установки.

При самонаведении управление полетом снаряда в процессе наведения, как и при автономном управлении, производится, по существу, только с помощью аппаратуры, установленной на борту снаряда. Однако при самонаведении эта аппаратура имеет чувствительные элементы, реагирующие на энергию, поступающую к снаряду от цели (излучаемую или отражаемую целью). Благодаря излучению или отражению цель выделяется на фоне окружающей среды. Подобное свойство цели позволяет снаряду определить свое положение и движение относительно цели.

Как в случае автономного управления, так и в слу-

чае самонаведения воздействие с пункта управления на траекторию полета снаряда после начала процесса наведения отсутствует.

При управлении снарядом с пункта управления в любой момент времени в течение всего процесса наведения возможно изменить траекторию снаряда, например, путем передачи на снаряд соответствующих управляющих команд.

В общем случае при таком способе управления необходимо вести непрерывное наблюдение с пункта управления как за снарядом, так и за целью. Устройства, обеспечивающие подобное наблюдение, будем называть соответственно визиром снаряда и визиром цели. В частных случаях визир снаряда или визир цели могут оказаться ненужными.

1.2. МЕТОДЫ НАВЕДЕНИЯ. ТРАЕКТОРИИ ПОЛЕТА

1. Этапы наведения управляемого снаряда на цель

Задача наведения управляемого снаряда на цель состоит в определенной организации движения снаряда для достижения наибольшей вероятности поражения цели. Первым приближением при рассмотрении такой задачи является кинематическое исследование. Снаряд и цель, а в общем случае и пункт управления при кинематическом исследовании представляются в виде геометрических точек, в качестве которых обычно выбирают их центры масс.

Наведение заканчивается или выводом управляемого снаряда на такое расстояние до цели, при котором обеспечивается срабатывание целедистанционного взрывателя и поражение цели, или прямым попаданием в цель.

В общем случае в процессе наведения следует различать четыре этапа:

1. Выведение снаряда на траекторию наведения.
2. Сближение снаряда с целью.
3. Преследование цели *.
4. Движение снаряда после прекращения работы системы управления.

Траектории движения снаряда на первом этапе наведения весьма разнообразны.

* Третий этап наведения имеет смысл рассматривать как самостоятельный только при использовании комбинированного управления.

2*

Необходимая форма траектории на этом этапе определяется начальными условиями пуска снаряда. Характеристики траектории зависят от способа старта (старт с «нулевым» разбегом, старт с направляющих, катапультирование, старт с применением стартовых двигателей, с использованием силы тяжести), места старта (земля, корабль, самолет), способа управления на втором этапе наведения, характеристик снаряда на этапе его разгона и условий тактической обстановки.

В результате первого этапа наведения может возникнуть начальная ошибка прицеливания. Начальная ошибка прицеливания представляет собой различие в параметрах конечного участка траектории первого этапа наведения и начального участка траектории второго этапа.

На втором и третьем этапах наведения движение снаряда осуществляется по траекториям, которые определяются используемым методом наведения.

Четвертый этап наведения соответствует движению снаряда на участке так называемой мертвой зоны, в пределах которой аппаратура управления не работает.

В настоящем разделе рассматриваются траектории полета, соответствующие второму и третьему этапам наведения.

2. Требования к траекториям полета. Классификация методов наведения

Одним из важнейших вопросов при разработке систем наведения является выбор наилучшей траектории полета управляемого снаряда.

При выборе траектории следует стремиться к снижению ее кривизны [46]. Такое требование определяется следующими соображениями:

1. При заданной дальности полета чем ближе форма траектории к прямой линии, тем короче длина пути до цели. Общее время полета уменьшается, требования к двигателю снижаются. Боевой заряд при прочих равных условиях может быть увеличен.

2. Чем прямолинейнее траектория полета, тем менее жесткими будут требования к маневренности летательного аппарата. Под маневренностью летательного аппарата понимают его способность изменять направление

вектора скорости движения. Одним из количественных показателей маневренности является минимально допустимый радиус кривизны $\rho_{с\,мин}$ установившегося виража. Значение минимального радиуса кривизны при известной и постоянной скорости полета снаряда $v_с$ однозначно связано с требуемой величиной максимального поперечного ускорения $w_{п\,макс}$, которое должен развивать снаряд при вираже. Эта связь выражается формулой

$$w_{п\,макс} = \frac{v_с^2}{\rho_{с\,мин}}. \tag{1.2.1}$$

В общем случае при изменяющейся скорости полета снаряда максимум поперечного ускорения может и не совпадать с минимумом радиуса кривизны траектории. Поэтому исследовать движение снаряда следует, в конечном итоге, не по минимуму радиуса кривизны траектории, а по максимуму необходимых ускорений.

Вместо абсолютной величины максимально допустимого ускорения пользуются также понятием **коэффициента перегрузки**. Коэффициент перегрузки определяется следующим образом:

$$n_\rho = \frac{w_{п\,макс}}{g} = \frac{v_с^2}{g\rho_{с\,мин}}, \tag{1.2.2}$$

где g — ускорение силы тяжести.

Заметим, что самолет, управляемый летчиком, в процессе выполнения виража не может развивать ускорений, превышающих несколько g, так как бо́льшие перегрузки человек не выдерживает.

Для получения высоких маневренных свойств необходимо, чтобы снаряд имел значительную подъемную силу. Для этого он должен обладать развитым оперением или иметь мощную двигательную установку, способную создать большую газодинамическую подъемную силу. Кроме того, снаряд, рассчитанный на крутые виражи, должен иметь повышенную прочность корпуса и установленной на его борту аппаратуры. Поэтому снаряды с высокой маневренностью будут более тяжелыми и более дорогими.

В общем случае даже при наведении на неманеврирующую цель траектория снаряда может быть криволинейной. Форма и кривизна этой траектории опреде-

ляются применяемым в системе управления методом наведения снаряда на цель. Значение минимальных радиусов кривизны траектории, на которые должен быть рассчитан управляемый снаряд, зависит, прежде всего, от выбранного метода наведения. Маневрирование цели и наличие начальной ошибки прицеливания при определенных условиях приведут к дополнительному искривлению траектории.

Дополнительное искривление траектории снаряда может быть вызвано и целым рядом других факторов. Основные из них:

1) движение пункта управления;

2) различные внешние возмущения, действующие на снаряд или на систему управления (ветер, радиопомехи и т. д.);

3) ошибки, возникающие при формировании управляющих сигналов и т. д.

Кинематической траекторией снаряда называют траекторию, установленную на основе кинематического исследования наведения на цель, движение которой задано.

Кинематическая траектория определяется только методом наведения. Знание кинематической траектории позволяет определить требуемую перегрузку снаряда. Часто при расчетах кинематической траектории предполагается, что цель движется равномерно и прямолинейно.

При одном и том же методе наведения могут быть получены существенно различные значения ускорений при наведении на быстродвижущиеся цели и при наведении на неподвижные и медленнодвижущиеся цели. Поэтому кинематическое исследование траектории обычно производится для двух крайних случаев: быстродвижущихся целей и неподвижных или медленнодвижущихся целей. В первом случае скорость движения цели $|\mathbf{v}_ц|$ берется одного порядка со скоростью движения снаряда $|\mathbf{v}_c|$, а во втором считается, что $|\mathbf{v}_ц| \ll |\mathbf{v}_c|$.

Кроме того, траектории снаряда могут оказаться существенно различными для наведения «навстречу» движущейся цели и наведения «вдогон». Вследствие этого при исследовании траектории следует также различать случай приближающейся цели и случай удаляющейся цели.

Наконец, необходимо иметь в виду, что различным методам наведения соответствует различная степень сложности аппаратуры системы управления. Для различных способов управления оказываются наиболее выгодными и различные методы наведения.

При кинематическом исследовании траекторий снаряд, представляющий собой твердое тело, движущееся под действием определенных сил, заменяется геометрической точкой.

Траектории реального снаряда, даже при отсутствии возмущений как в движении цели, так и в движении снаряда, будут отличаться от кинематических. Это обусловливается инерционностью снаряда и системы управления.

Рассмотрение вопроса о характеристиках реальной траектории снаряда является задачей динамического исследования.

Динамическое исследование позволяет найти необходимый закон управления рулевыми органами снаряда, при котором обеспечивается движение по заданной траектории. В результате динамического исследования будет установлен закон формирования управляющего сигнала, т. е. сигнала, подводимого к рулевым органам.

Процесс наведения осуществляется не по кинематической траектории, соответствующей методу наведения, а по реальной траектории (достаточно близкой к кинематической), по которой в отсутствие дополнительных возмущений и будет следовать снаряд.

Фактическая траектория снаряда отличается от реальной из-за воздействия на систему управления различных внешних возмущений, а также из-за приборных ошибок, присущих устройствам этой системы.

Различие параметров кинематической и фактической траектории, которое используется для управления снарядом, мы будем называть ошибкой управления.

На рис. 1.8 показаны примеры кинематической, реальной и фактической траекторий.

Заканчивая на этом общую характеристику траекторий движения снаряда, рассмотрим принятую в некоторых работах [12, 13, 27] классификацию методов наведения.

Если исключить наведение по фиксированной и баллистической траекториям, то возможны следующие груп-

пы методов наведения управляемого снаряда на цель*.

1. Двухточечные методы, определяющие взаимное движение двух геометрических точек (снаряд и цель).

2. Трехточечные методы, определяющие взаимное движение трех точек (пункт управления, снаряд и цель).

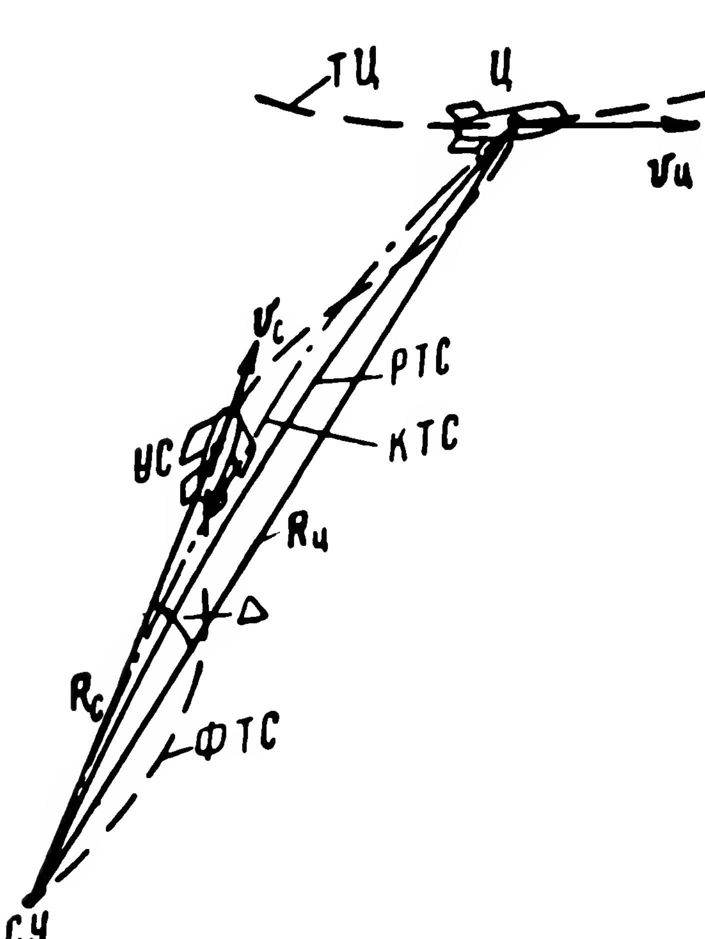


Рис. 1.8. Траектории наведения снаряда на цель:

Ц — цель; СУ — стартовая установка; УС — управляемый снаряд; ФТС — фактическая траектория снаряда; КТС — кинематическая траектория снаряда; РТС — реальная траектория снаряда; ТЦ — траектория цели. R_c — радиус-вектор „стартовая установка — снаряд"; $R_ц$ — радиус-вектор „стартовая установка — цель".

К первой группе относятся:

а) метод наведения по «кривой погони»,

б) методы наведения с упреждением.

Ко второй группе относятся:

а) метод совмещения с целью,

б) метод совмещения с упрежденной точкой.

Методы наведения с упреждением, очевидно, имеют смысл только для наведения на движущиеся цели. Как известно, управление огнем в зенитной артиллерии осуществляется с помощью счетнорешающих приборов, которые вычисляют точку встречи на основании данных о движении цели и баллистических характеристик снаряда. Однако при стрельбе артиллерийскими снарядами вероятность поражения цели невысока из-за возможности изменения курса цели во время полета снаряда недостаточно высокой точности определения координат и скорости цели, а также из-за разброса параметров самого снаряда. При применении управляемых снарядов влияние этих факторов на точность стрельбы резко снижается.

Различные двухточечные методы наведения представляют собой частные случаи пропорционального

* Далее рассматриваются только те методы наведения, для которых имеются приемлемые технические решения.

сближения [12, 27]. Сущность пропорционального сближения состоит в том, что в процессе управления угловая скорость вращения вектора скорости управляемого снаряда поддерживается пропорциональной угловой скорости вращения линии снаряд — цель. Можно показать [12], что при выполнении подобного условия встреча снаряда с целью будет обеспечена, что и является задачей наведения.

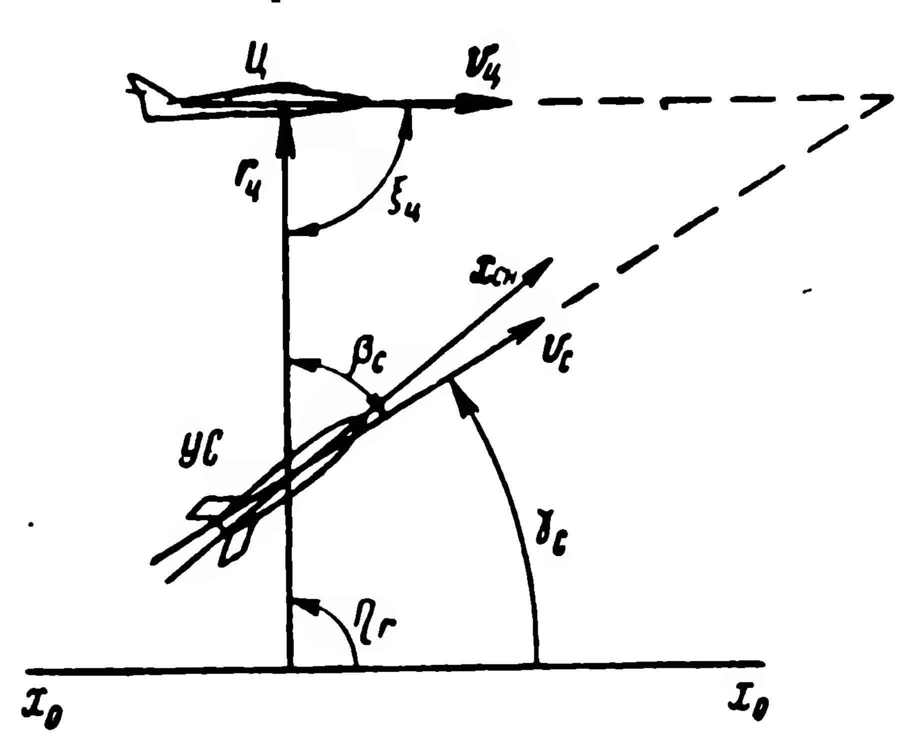


Рис. 1.9. Геометрические соотношения при наведении с упреждением:
УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; x_0x_0 — неподвижная ось координат.

Если теперь воспользоваться обозначениями рис. 1.9 *, то сформулированное условие пропорционального сближения означает, что в процессе управления должно выполняться следующее равенство:

$$\frac{d\gamma_c}{dt} = A\frac{d\eta_r}{dt}, \tag{1.2.3}$$

где A — коэффициент пропорциональности;
γ_c и η_r — углы, отсчитываемые от некоторого неподвижного в пространстве условного направления x_0x_0.

Угол γ_c определяет направление вектора скорости снаряда $\mathbf{v}_c$, а угол η_r — направление линии снаряд — цель (т. е. направление вектора $\mathbf{r}_ц$). Угол $\xi_ц$ между вектором скорости цели $\mathbf{v}_ц$ и линией снаряд — цель называют углом цели. $\mathbf{x}_{сн}$ — продольная ось снаряда.

Интегрируя уравнение (1.2.3), имеем

$$\gamma_c = A\eta_r + \eta_0. \tag{1.2.4}$$

Заметим, что в частном случае $A = 1$, угол $-\eta_0$ будет представлять собой угол между вектором скорости снаряда-

* Этот рисунок так же, как все остальные рисунки данного параграфа, выполнен в предположении, что траектории снаряда и цели расположены в одной плоскости (плоскости чертежа).

ряда и линией снаряд — цель (рис. 1.9), т. е. угол упреждения β_c. Следовательно, в этом случае

$$\gamma_c = \eta_r - \beta_c. \qquad (1.2.5)$$

Положим теперь в выражении (1.2.4) $A=1$ и $\eta_0 = -\beta_c = 0$. Тогда получим

$$\gamma_c = \eta_r. \qquad (1.2.6)$$

В этом случае система управления должна работать таким образом, чтобы вектор скорости управляемого снаряда был непрерывно направлен на цель ($\beta_c=0$). Подобное условие соответствует методу наведения по «кривой погони».

Если в уравнении (1.2.5) взять $\beta_c = \mathrm{const} \neq 0$, то получим метод наведения с постоянным углом упреждения. Метод постоянного угла упреждения обладает рядом недостатков, поэтому он не находит широкого применения [8]. Одна из причин этого состоит в том, что при маневрах цели и изменениях соотношения скоростей снаряда и цели траектория полета снаряда может оказаться сильно искривленной, и перегрузки будут недопустимо велики.

Если в соотношении (1.2.3) положить

$$\frac{d\eta_r}{dt} = 0 \qquad (1.2.7)$$

[подобное равенство получится, если в соотношении (1.2.3) принять $A=\infty$], то будем иметь так называемый метод параллельного сближения, или метод последовательных упреждений.

Очевидно, что условие (1.2.7) выполняется в том случае, когда вектор $\mathbf{r}_ц$ в процессе наведения перемещается параллельно самому себе (рис. 1.9), что и определило название этого метода наведения (параллельное сближение). Такой метод обладает определенными преимуществами по сравнению с методом постоянного угла упреждения.

Можно также осуществлять наведение на основе непосредственного использования уравнения (1.2.3) при различных конечных значениях постоянной A (например,

при $A=2$). Все эти методы носят общее название «пропорциональное сближение».

Как метод параллельного сближения, так и остальные методы пропорционального сближения в процессе наведения требуют измерения скорости вращения линии снаряд — цель, т. е. измерения значения производной $\frac{d\eta_r}{dt}$. Вследствие этого принципы аппаратурного осуществления системы управления для этих методов во многом идентичны. Поэтому из всех методов наведения с упреждением рассмотрим только метод параллельного сближения.

При рассмотрении методов наведения в настоящем параграфе для простоты полагается, что траектории снаряда и цели расположены в одной плоскости.

3. Метод параллельного сближения

Рассмотрим вначале наведение на неманеврирующую цель. Из соотношения, определяющего метод параллельного сближения (1.2.7), следует, что вектор $\mathbf{r}_ц$ перемещается параллельно самому себе. Очевидно, что это возможно в том случае, когда равны проекции скоростей снаряда и цели на направление, перпендикулярное вектору $\mathbf{r}_ц$. Соответствующее условие (при использовании обозначений рис. 1.10) запишется в следующем виде:

$$v_{c0}\sin\beta_{c0}=v_ц\sin\xi_ц. \tag{1.2.8}$$

Уравнение (1.2.8) является кинематическим уравнением метода параллельного сближения. Это уравнение также определяет условие встречи снаряда и цели в точке Q (рис. 1.10). Чтобы доказать последнее, остается только установить, что время полета снаряда и цели до точки Q будет одинаковым. Время полета цели равно

$$\Delta t_ц=\frac{Ц_1Q}{v_ц}. \tag{1.2.9}$$

Время полета снаряда

$$\Delta t_c=\frac{C_1Q}{v_{c0}}. \tag{1.2.10}$$

Из треугольника $Ц_1C_1Q$ (рис. 1.10) согласно теореме синусов имеем

$$\frac{Ц_1Q}{C_1Q}=\frac{\sin\beta_{c0}}{\sin\xi_ц}, \tag{1.2.11}$$

и если еще выполняется условие (1.2.8), то

$$\frac{Ц_1Q}{v_ц}=\frac{C_1Q}{v_{c0}}, \tag{1.2.12}$$

т. е.

$$\Delta t_ц=\Delta t_c. \tag{1.2.13}$$

При прямолинейном движении цели и постоянном отношении скоростей $\frac{v_ц}{v_{c0}}$ угол упреждения β_{c0} постоянен и кинематическая траектория снаряда будет прямолинейной,

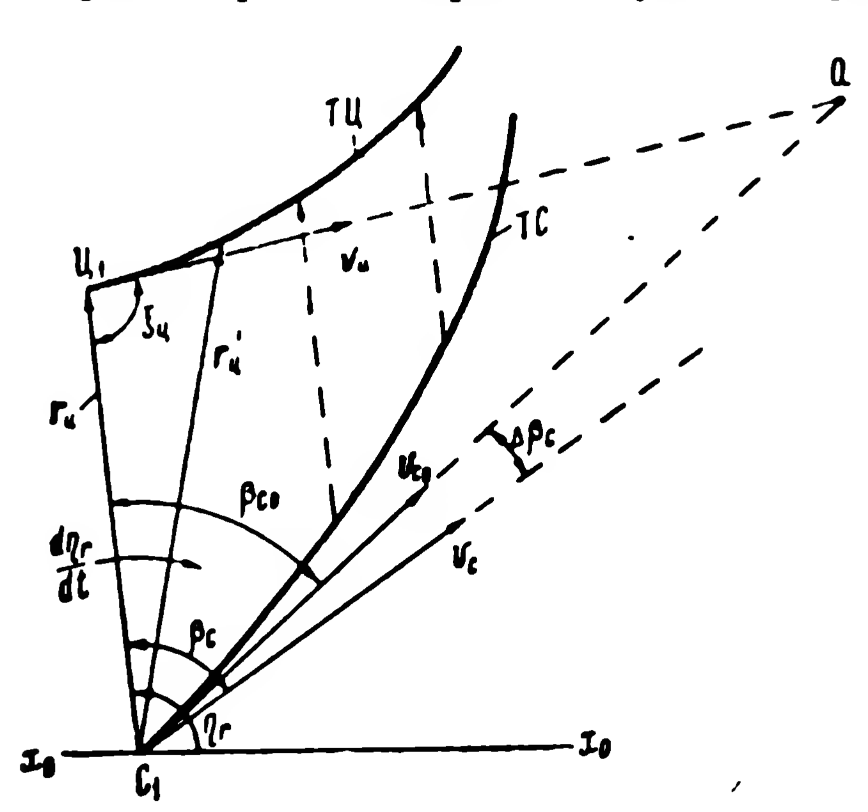


Рис. 1.10. Параллельное сближение:

ТЦ — траектория цели; ТС — траектория управляемого снаряда; Q — упрежденная мгновенная точка встречи; $Ц_1C_1$ — точки начального положения цели и снаряда.

т. е. снаряд не испытывает поперечных перегрузок. В общем случае значение угла β_{c0} будет функцией времени, так как угол $\xi_ц$, а также скорости снаряда и цели могут изменяться. Траектория снаряда при маневрах цели или при изменении скорости снаряда искривляется.

Ошибка управления при методе параллельного сближения определяется как

$$\Delta\beta_c=\beta_c-\beta_{c0}, \tag{1.2.14}$$

где β_c — фактическое значение угла между вектором $\mathbf{v}_c$ и вектором $\mathbf{r}_ц$;

β_{c0} — значение соответствующего угла, определяемое кинематическим уравнением (1.2.8).

Остановимся на вопросе о тех максимальных поперечных ускорениях $w_{\text{п макс}}$, которые требуются от снаряда при наведении на маневрирующую цель по методу параллельного сближения.

В первом приближении для случая $v_c/v_ц > 0{,}5$ можно показать [8, 12], что в случае наведения на маневрирующую цель, развивающую при маневре максимальное поперечное ускорение до $w_{\text{ц п макс}}$, снаряд должен следовать по таким траекториям, для которых потребуется максимальное поперечное ускорение $w_{\text{п макс}}$, равное

$$w_{\text{п макс}} \approx w_{\text{ц п макс}}. \quad (1.2.15)$$

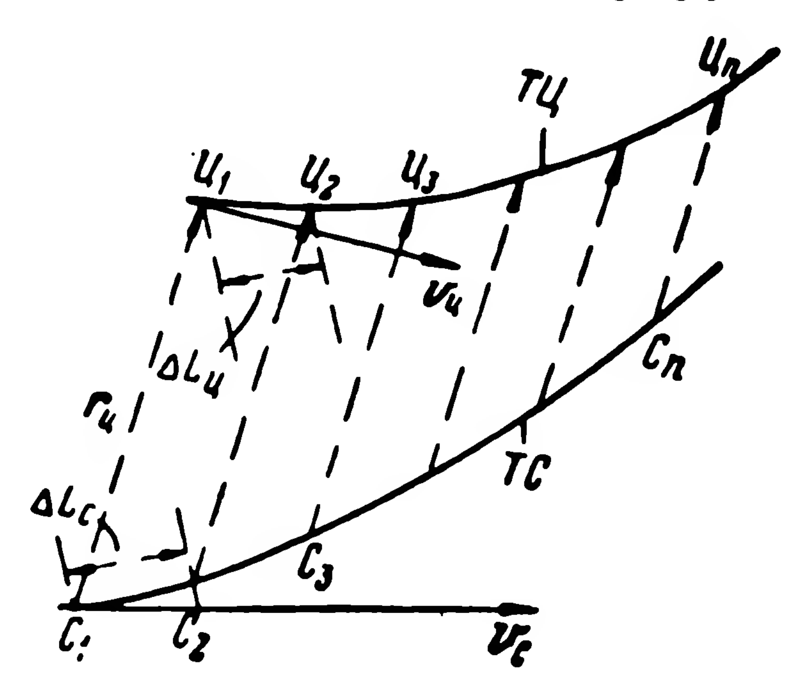


Рис. 1.11. Графическое построение траектории при параллельном сближении:

ТЦ — траектория цели; ТС — траектория управляемого снаряда.

Относительно небольшие перегрузки, испытываемые снарядом, являются существенным преимуществом метода параллельного сближения.

Форма траектории при наведении методом параллельного сближения наиболее просто может быть найдена графическим путем. Графическое построение траектории основывается на том, что вектор $\mathbf{r}_ц$ в процессе наведения перемещается параллельно самому себе. Для выполнения такого построения необходимо знать скорости полета снаряда и цели. Из рассмотрения рис. 1.11 нетрудно убедиться, что при постоянстве отношения этих скоростей графическое построение для метода параллельного сближения выполняется на основе следующих очевидных равенств:

$$\frac{Ц_1Ц_2}{C_1C_2} = \frac{Ц_2Ц_3}{C_2C_3} = \ldots = \frac{Ц_{n-1}Ц_n}{C_{n-1}C_n} = \ldots = \frac{v_ц}{v_c}$$

и условия параллельности линий

$$Ц_1C_1 \parallel Ц_2C_2 \parallel \ldots \parallel Ц_nC_n.$$

Разобьем траекторию цели на малые отрезки $\Delta L_ц$ так, чтобы каждый из них цель проходила за одинаковое время Δt. Очевидно, что $\Delta L_ц = v_ц \Delta t$. Соединим прямой линией точки, определяющие начальные положения цели $Ц_1$ и снаряда C_1. Через концы отрезков $\Delta L_ц$ проведем линии, параллельные $Ц_1C_1$. Если скорость снаряда v_c известна, то можно найти отрезок пути, который пройдет снаряд за время Δt, т. е. $\Delta L_c = v_c \Delta t$. Так как следуя по кинематической траектории, снаряд должен оказываться в соответствующие моменты на параллельных линиях $Ц_2C_2$, $Ц_3C_3$ и т. д., то точку C_2 найдем как точку пересечения линии $Ц_2C_2$ с окружностью радиуса ΔL_c, проведенной из центра в точке C_1. Точки C_3, C_4 и так далее находятся аналогично.

4. Метод наведения по кривой погони

При наведении по кривой погони вектор скорости снаряда поддерживается направленным на цель. Для осуществления такого наведения необходимо в каждый момент времени иметь данные о значении угла упреждения β_c. Значение управляющего сигнала должно быть пропорциональным величине этого угла, который и является здесь ошибкой управления (рис. 1.12). Система управления должна работать таким образом, чтобы угол упреждения все время поддерживался равным нулю.

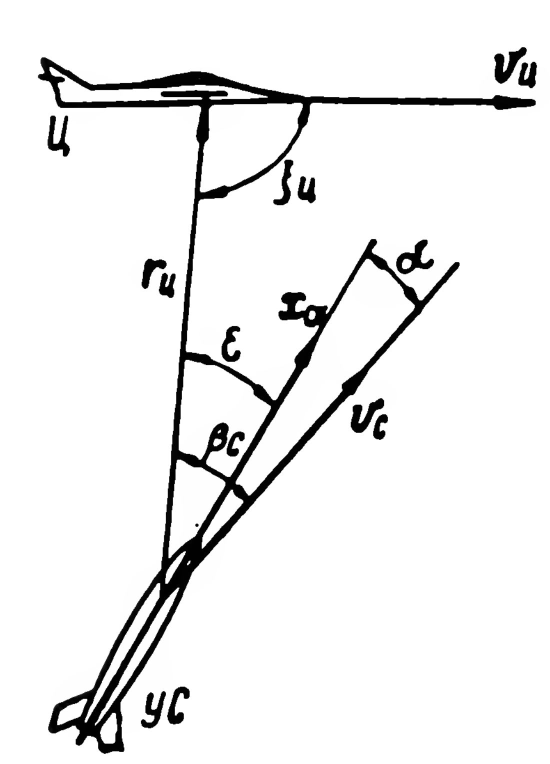


Рис. 1.12. Наведение по кривой погони:
УС — управляемый снаряд; Ц — цель.

Наиболее просто этот угол измеряется с помощью аппаратуры, установленной на снаряде. Поэтому наведение по кривой погони удобно применять в сочетании со способом самонаведения.

Типичная форма траектории при наведении по кривой погони приведена на рис. 1.13. Покажем, каким образом подобная траектория строится графическим путем.

Если взять равные и достаточно малые промежутки времени Δt, в течение которых снаряд передвигается на отрезок пути C_nC_{n+1}, а цель на участок $Ц_nЦ_{n+1}$ (где

$n=1,2,\ldots$), то подобные отрезки пути в первом приближении можно считать прямолинейными. Следовательно, будут справедливы следующие равенства:

$$\frac{Ц_1Ц_2}{v_ц}=\frac{C_1C_2}{v_c};\quad \frac{Ц_2Ц_3}{v_ц}=\frac{C_2C_3}{v_c}\quad \text{и т. д.}$$

Используя подобные равенства и учитывая, что вектор $\mathbf{v}_c$ в каждый момент времени направлен на цель, можно построить траекторию полета снаряда.

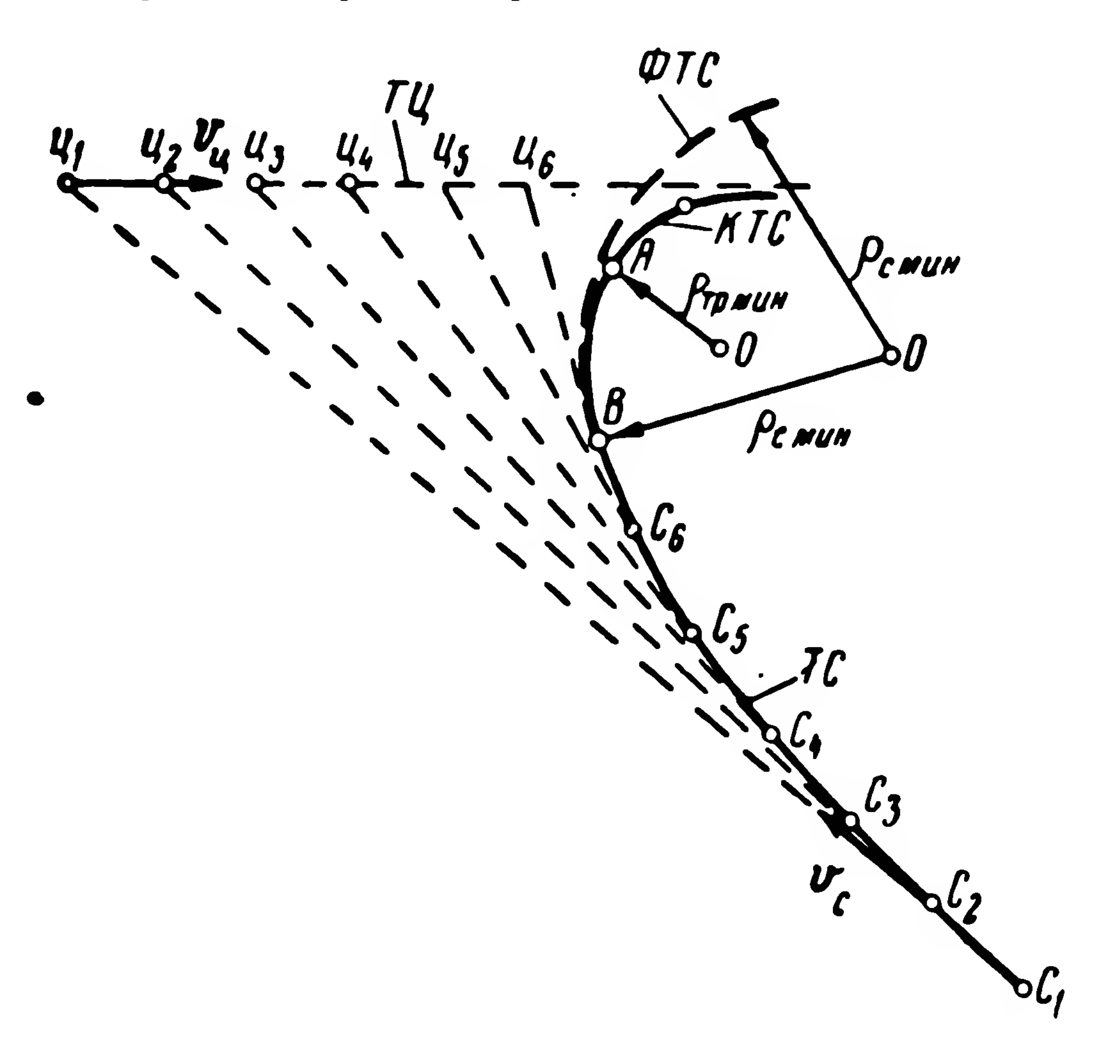


Рис. 1.13. Траектории при наведении по кривой погони:

ТЦ — траектория цели; КТС — кинематическая траектория управляемого снаряда; ФТС — фактическая траектория этого снаряда.

Построение выполняется следующим образом. Соединим прямой линией точки C_1, $Ц_1$, определяющие начальные положения цели и снаряда. За время Δt цель переместится в точку $Ц_2$, а снаряд в точку C_2, расположенную на прямой $Ц_1C_1$, причем $C_1C_2=\frac{v_c}{v_ц}Ц_1Ц_2$. Точку C_2 соединим прямой с точкой $Ц_2$. На этой прямой отметим C_3 $\left(C_2C_3=\frac{v_c}{v_ц}Ц_2Ц_3\right)$.

Дальнейшее построение производится аналогично.

Анализ формы кинематической траектории при наведении по кривой погони показывает [8, 12], что для равномерно, прямолинейно и медленно движущихся целей $\left(\frac{v_ц}{v_с} < 0{,}5\right)$ необходимый радиус кривизны траектории снаряда при подходе к точке встречи с целью стремится к нулю ($\rho_{тр} \to 0$). Таким образом, поперечное ускорение $w_{п.макс}$, требуемое от снаряда при наведении на медленно движущиеся цели, стремится к бесконечности. Фактически на этом участке подхода к цели снаряд будет двигаться с максимально возможной для него кривизной траектории (радиус кривизны $\rho_{с\ мин}$).

Анализ также показывает [8, 12], что в случае наведения „навстречу" на быстродвижущиеся (равномерно и прямолинейно) цели $\left(1 > \frac{v_ц}{v_с} > 0{,}5\right)$ радиус кривизны кинематической траектории при сближении с целью достигает в некоторой точке A (рис. 1.13) минимального значения $\rho_{тр\ мин}$, а затем снова увеличивается.

Снаряд в конце траектории здесь всегда заворачивает и подходит к цели с хвоста. Таким образом, поперечные ускорения, которые требуются от снаряда при наведении «навстречу» по кривой погони на быстродвижущиеся цели, будут конечны. Однако значения этих ускорений могут оказаться для снаряда недопустимо большими.

В случае наведения на маневрирующую цель необходимые ускорения, которые требуются от снаряда для движения по кривой погони, могут существенно превышать ускорения, развиваемые целью.

Из сказанного, однако, не следует делать вывода, что метод наведения по кривой погони не может быть использован в системах управления снарядами. Благодаря тому, что поперечное ускорение, превышающее допустимое, требуется от снаряда лишь в течение непродолжительного времени, снаряд может приблизиться к цели на достаточно малое расстояние. Дело в том, что, начиная с точки кинематической траектории погони, в которой маневренные возможности снаряда оказываются недостаточными (например, точка B на рис. 1.13), снаряд будет двигаться по окружности с радиусом, рав-

ным $\rho_{c\,мин}$, который превосходит радиус кривизны $\rho_{тр\,мин}$ кинематической траектории (рис. 1.13). В итоге возникнет промах. Как показано в работе [8], величина промаха здесь пропорциональна квадрату скорости цели. Вследствие этого метод наведения по кривой погони имеет практическое значение в основном только для наведения на медленно движущиеся или неподвижные цели.

5. Метод совмещения

При наведении методом совмещения система управления должна работать таким образом, чтобы снаряд в течение процесса наведения удерживался на прямой линии, соединяющей в пространстве пункт управления и цель (рис. 1.14). Практически это значит, что система управления должна обеспечивать сведение к нулю угла Δ между направлением линии пункт управления — цель и линии пункт управления — снаряд, т. е. угла между векторами $\mathbf{R}_с$ и $\mathbf{R}_ц$.

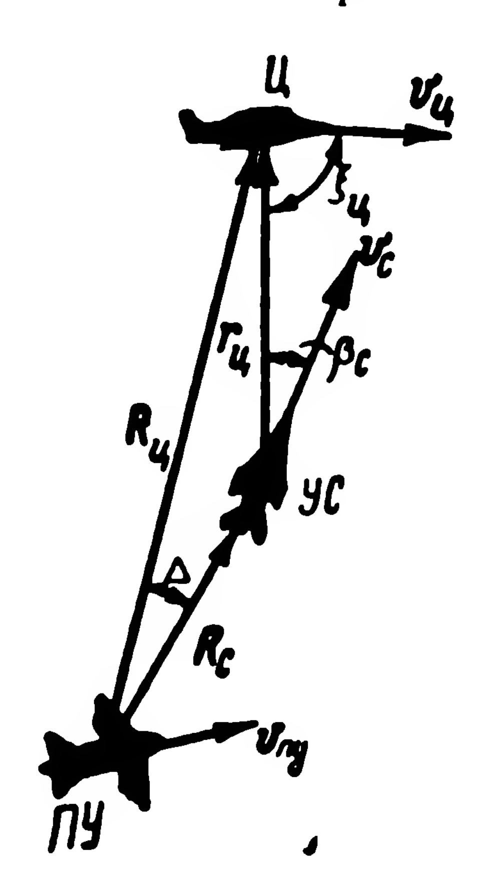


Рис. 1.14. К определению метода совмещения:

УС — управляемый снаряд; ПУ — пункт управления; Ц — цель.

Подобный метод наведения применяется как в случаях управления с неподвижного, так и движущегося пункта управления для наведения на движущиеся и на неподвижные цели. Рис. 1.14 соответствует общему случаю, когда управление осуществляется с движущегося пункта управления при движущейся цели ($\mathbf{v}_ц$, $\mathbf{v}_с$, $\mathbf{v}_{п\,у}$ — соответственно векторы скорости цели, снаряда и пункта управления).

Форма траектории полета снаряда при таком наведении зависит от соотношения между скоростями $\mathbf{v}_ц$, $\mathbf{v}_с$ и $\mathbf{v}_{п\,у}$. В общем случае аналитическое исследование этой траектории представляет собой достаточно сложную задачу.

При наведении методом совмещения с целью с неподвижного пункта управления в работе [8] получена

следующая формула для значения угла между вектором скорости снаряда и линией снаряд — цель:

$$\beta_с = \arcsin\left(\frac{v_ц}{v_с} \frac{R_с}{R_ц} \sin \xi_ц\right), \qquad (1.2.16)$$

где $R_с$ и $R_ц$ — расстояния от пункта управления соответственно до снаряда и до цели;

$\xi_ц$ — угол цели (рис. 1.14).

Для оценки необходимой величины ускорения $w_{п\,макс\,макс}$, которое требуется от снаряда при наведении с неподвижного пункта управления на маневрирующую воздушную цель, в работе [8] использовано следующее приближенное неравенство:

$$w_{п\,макс\,макс} \lesssim w_{п\,макс} + w_{ц\,п\,макс} + \frac{w_{ц\,кас}}{\sqrt{1 - \left(\frac{v_ц}{v_с}\right)^2}}, \qquad (1.2.17)$$

где $w_{п\,макс}$ — ускорение, требуемое от снаряда при наведении на прямолинейно и равномерно движущуюся цель;

$w_{ц\,п\,макс}$ и $w_{ц\,кас}$ — соответственно поперечное и касательное ускорения, развиваемые маневрирующей целью.

Использованное в выражении (1.2.17) значение необходимого поперечного ускорения при прямолинейном и равномерном движении цели в работе [8] определяется следующими формулами:

при

$$\frac{v_ц}{v_с} \leqslant 0{,}5,$$

$$w_{п\,макс} \approx \frac{2 v_ц v_с}{R_{нд}}, \qquad (1.2.18а)$$

при

$$\frac{v_ц}{v_с} > 0{,}5,$$

$$w_{\text{п макс}} \approx \frac{4v_{\text{ц}}^2}{R_{\text{нд}}}, \qquad (1.2.18б)$$

где $R_{\text{нд}}$ — наклонная дальность, измеренная по перпендикуляру от пункта управления до траектории полета цели (наклонный параметр цели).

В случае наведения на такую цель, как самолет, для ориентировочной оценки необходимых ускорений в работе [8] принимается, что

$$w_{\text{ц кас}} \ll w_{\text{ц п макс}} \text{ и } \frac{v_{\text{ц}}}{v_{\text{с}}} \approx 0{,}5. \qquad (1.2.19)$$

В этом случае выражение (1.2.17) преобразуется к следующему более простому виду:

$$w_{\text{п макс макс}} \lesssim w_{\text{п макс}} + w_{\text{ц п макс}}. \qquad (1.2.20)$$

При наведении методом совмещения с целью нет принципиальной необходимости в определении дальностей до цели или до снаряда. Это обстоятельство является преимуществом рассматриваемого метода.

Теперь приведем способ графического построения траекторий наведения при методе совмещения для частного случая, когда управление осуществляется с неподвижного пункта управления. Для простоты будем считать, что момент начала управления совпадает с моментом старта снаряда. Ограничимся построением траектории в вертикальной плоскости. Задаваясь определенным интервалом времени Δt, отметим точки положения цели (рис. 1.15) в моменты времени $t = n\Delta t$ ($n = 1, 2, 3...$). Положим, что в течение всего процесса наведения снаряд двигается с постоянным ускорением. Тогда, зная закон изменения скорости во времени, можно построить зависимость пройденного снарядом пути $L_{\text{с}}$ от времени t. Подобная зависимость приведена на рис. 1.15,*б*. Учет этой зависимости позволяет установить интервалы пути $\Delta L_{\text{с}}$, которые пролетает снаряд за интервалы времени Δt. Зная интервалы $\Delta L_{\text{с}}$, находим точки, определяющие положение снаряда через интервалы времени Δt на прямых линиях пункт управления — цель. Кривая, соеди-

няющая эти точки, и будет кинематической траекторией полета снаряда.

В заключение настоящего параграфа остановимся коротко на методе совмещения с упрежденной точкой. При этом линия, соединяющая пункт управления и снаряд, должна проходить не через цель, а через некоторую

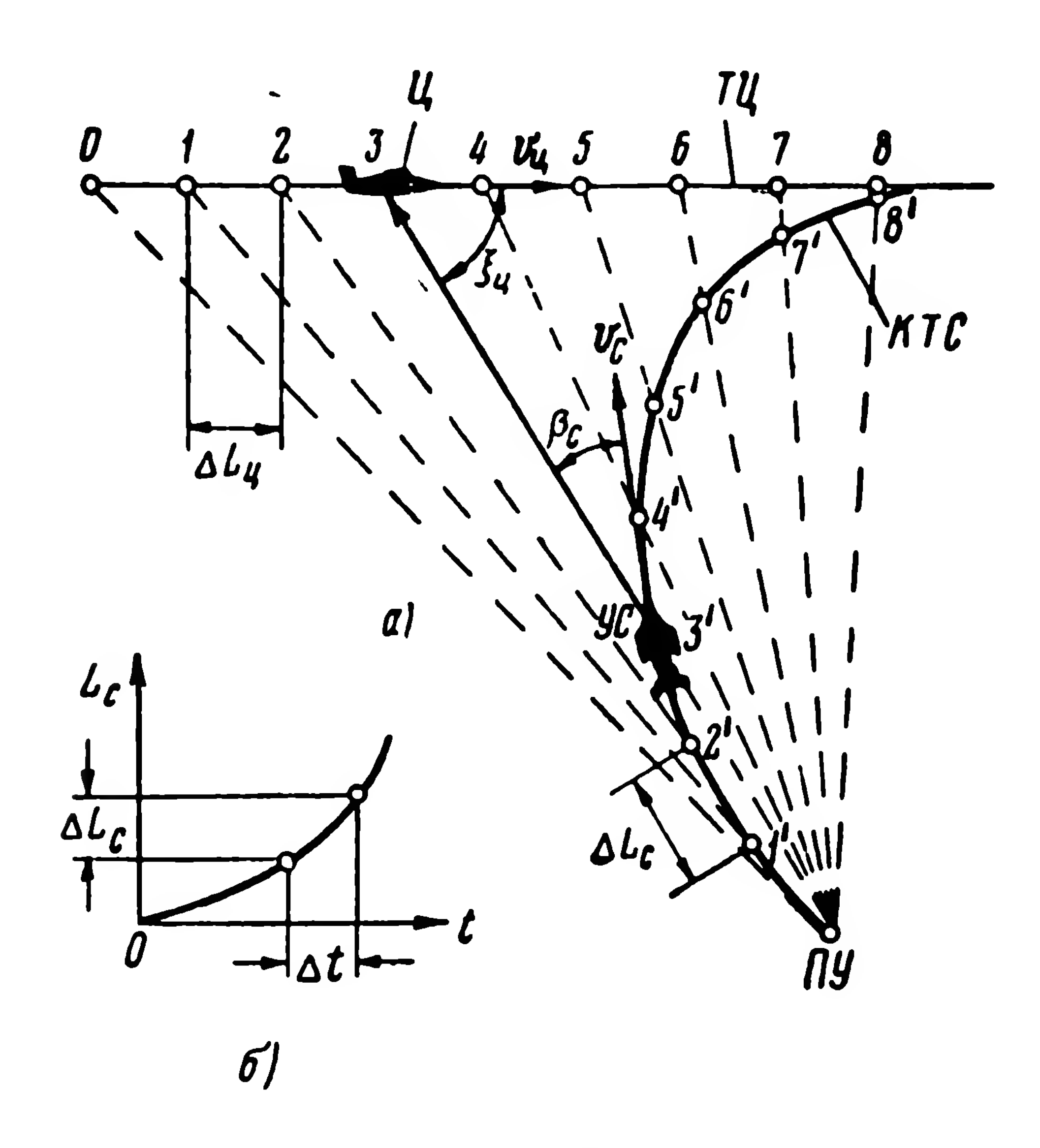


Рис. 1.15. К определению траектории полета снаряда при наведении методом совмещения с целью:

а — траектория снаряда; ПУ — пункт управления; УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; КТС — кинематическая траектория снаряда; ТЦ — траектория цели; *б* — зависимость пройденного снарядом пути L_c от времени.

упрежденную точку. Траектория снаряда будет зависеть от метода, по которому определяется упрежденная точка. Таким образом, с пункта управления можно осуществлять наведение, например, параллельным сближением.

Для определения упрежденной точки на пункте управления необходимо иметь сведения о дальностях до снаряда и цели. Следовательно, аппаратура управления оказывается более сложной, чем при наведении методом

совмещения с целью. Однако во многих случаях усложнение системы управления оправдывается снижением требований к маневренности снаряда.

1.3. ОШИБКА НАВЕДЕНИЯ И ВЕРОЯТНОСТЬ ПОРАЖЕНИЯ ЦЕЛИ. ПРОМАХ

1. Факторы, определяющие вероятность поражения цели

Конечной задачей наведения снаряда является поражение цели. Однако, в любом одном конкретно взятом случае, поражения может и не произойти даже при безотказной работе системы управления. Поэтому поражение цели следует рассматривать как случайное событие и оценивать его некоторой вероятностью $P_{\text{пор}}$.

Комплекс управляемого снаряда должен обеспечивать достаточно высокую вероятность поражения цели. При условии, что снаряд доходит до конца управляемого участка, значение вероятности поражения зависит от характеристики цели, боевого заряда, взрывателя, ошибок, которые возникают в процессе наведения снаряда на цель, и величины так называемой «мертвой зоны» системы управления. О «мертвой зоне» несколько подробнее будет сказано позже.

Для обычных зарядов поражение цели может быть следствием прямого попадания, действия осколков и действия взрывной волны. В зависимости от вида цели, основное значение имеет тот или иной вид поражения. Так, например, при наведении на самолет с возможностью прямого попадания практически можно не считаться. Такая цель будет поражаться осколками и взрывной волной. При наведении на корабль поражение цели происходит в основном при прямом попадании.

Боевой заряд взрывается в результате срабатывания взрывателя. На управляемых снарядах могут применяться как неконтактные целедистанционные взрыватели, так и контактные взрыватели. Применение последних ограничено случаями, когда цель поражается при прямом попадании или вследствие взрыва снаряда при его соприкосновении с поверхностью земли или моря.

Неконтактные взрыватели имеют значительно большее применение. Такие взрыватели эффективно используются при наведении на движущиеся цели, а также

при наведении на неподвижные цели, когда взрыв должен произойти в воздухе.

Основное требование к неконтактным взрывателям состоит в том, чтобы они срабатывали при определенном положении снаряда по отношению к цели.

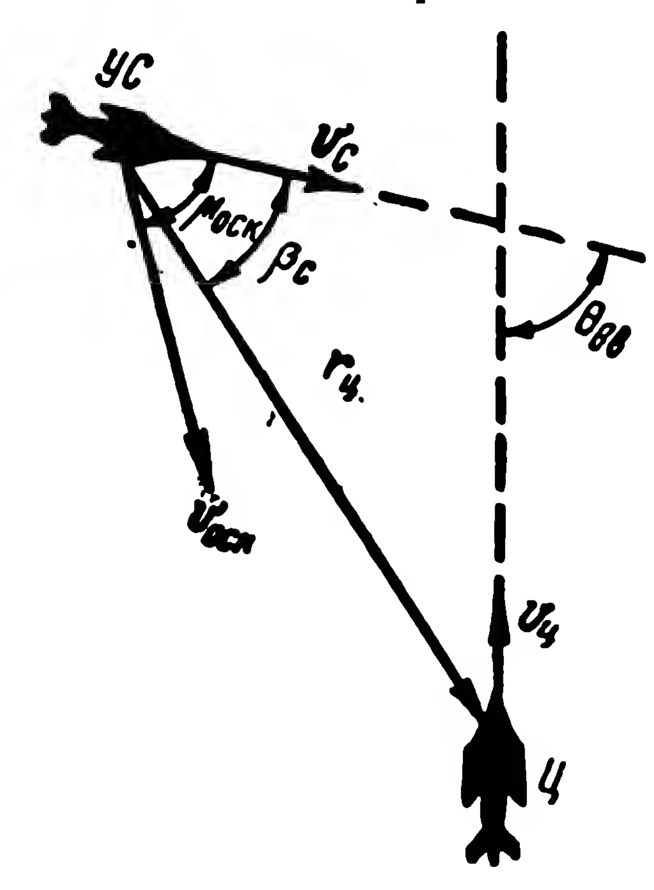


Рис. 1.16. К определению условия срабатывания целедистанционного взрывателя: УС — управляемый снаряд; Ц — цель.

Для пояснения этого требования рассмотрим наведение на быстродвижущуюся цель в условиях, когда траектории снаряда и цели проходят в одной плоскости. Этот случай иллюстрируется рис. 1.16. В работе [38] получена формула, позволяющая установить необходимые значения угла упреждения $\beta_{свв}$, при которых должен сработать целедистанционный взрыватель с тем, чтобы обеспечивалось поражение цели зарядом с направленным разлетом осколков. Эта формула при отсчете углов от траектории снаряда записывается следующим образом:

$$\operatorname{tg}\beta_{с\,вв} = \frac{v_{оск}\sin\mu_{оск} + v_ц \sin\Theta_{вв}}{v_{оск}\cos\mu_{оск} + v_ц\cos\Theta_{вв} + v_с}, \qquad (1.3.1)$$

где $v_{оск}$ — средняя скорость разлета осколков;

$\mu_{оск}$ — угол основного направления разлета осколков;

$\Theta_{вв}$ — угол между вектором скорости цели $\mathbf{v}_ц$ и траекторией снаряда;

$v_с$ — скорость движения снаряда.

Фактическая величина угла $\beta_{с\,вв}$ задается настройкой взрывателя.

Как видно из формулы (1.3.1), для того чтобы правильно выбрать угол $\beta_{с\,вв}$, необходимо задать величины $v_{оск}$, $\mu_{оск}$, $v_с$, которые для данного снаряда можно считать постоянными. Для точной настройки взрывателя необходимо определить скорость цели $v_ц$ и угол встречи $\Theta_{вв}$.

При наведении на неподвижные или медленно движущиеся цели ($v_ц \ll v_{оск}$) формула (1.3.1) преобразуется к следующему виду:

$$\operatorname{tg} \beta_{с\,вв} = \frac{v_{оск} \sin \mu_{оск}}{v_{оск} \cos \mu_{оск} + v_с}. \qquad (1.3.2)$$

При выводе формул (1.3.1) и (1.3.2) предполагалось, что скорость разлета осколков $v_{оск}$ является постоянной величиной. Такое допущение справедливо только при условии, что расстояние $r_ц$ между снарядом и целью в момент взрыва достаточно мало, т. е., строго говоря, формула справедлива при малых ошибках наведения. Настройка взрывателя должна соответствовать формуле (1.3.1) или (1.3.2).

Точность системы управления мы будем характеризовать *ошибкой наведения*.

Под ошибкой наведения понимается различие параметров кинематической и фактической траектории в момент прекращения работы системы управления.

Если не учитывать возможных неисправностей, то система управления прекращает работу в следующих случаях:

1. В момент пересечения снарядом границы мертвой зоны управления. Причины образования мертвой зоны могут быть различными и рассматриваются в гл. 9. Здесь в качестве примера можно привести такую причину, как недостаточная разрешающая способность средств визирования системы самонаведения. При этом на определенном расстоянии между снарядом и целью визирование цели становится невозможным. Это расстояние и будет мертвой зоной управления.

Мертвая зона может определяться и недостаточной маневренностью снаряда, в результате чего при подходе к цели снаряд «срывается» с кинематической траектории и движется далее по окружности $\rho_{ми}$ с повернутыми до упора рулями.

При достижении снарядом границы мертвой зоны, определяемой средствами визирования, траектория дальнейшего его движения зависит от установки рулевых органов после прекращения управления. Если считать, что рули устанавливаются в нейтральное положение и пренебречь силой тяжести, то в области мертвой зоны

снаряд будет двигаться по прямой линии. Направление движения определяется вектором скорости снаряда $\mathbf{v}_c$ в момент прекращения управления.

2. При прямом попадании снаряда в цель. В этом случае вероятность поражения обычно можно считать равной единице и ошибку наведения равной нулю.

3. По окончании полета снаряда в связи с ударом о землю или о воду.

4. При срабатывании целедистанционного взрывателя.

5. При пролете снаряда мимо цели и последующей его самоликвидации. При этом вероятность поражения цели практически равна нулю.

Задаваясь характеристиками цели и комплекса снаряда, можно найти связь между ошибками наведения и вероятностью поражения цели и, следовательно, установить требования к точности системы управления на основе заданной вероятности поражения. Эта связь будет различной для разных случаев прекращения работы системы управления.

Зависимость между ошибкой наведения и вероятностью поражения цели, вообще говоря, оказывается достаточно сложной. В некоторых случаях знание ошибки наведения недостаточно. Так, например, при наведении по кривой погони (рис. 1.13) кинематическая и фактическая траектории в момент прекращения управления на границе мертвой зоны могут полностью совпадать (ошибка наведения отсутствует). Однако, несмотря на это, встречи снаряда с целью не произойдет из-за движения цели.

Подобные недостатки понятия ошибки наведения обусловливают необходимость введения и другого критерия, характеризующего связь между траекториями наведения и вероятностью поражения цели. В качестве такого критерия часто применяется понятие о величине промаха.

В некоторых задачах использование понятия промаха упрощает установление связи между ошибкой наведения и вероятностью поражения цели.

В общем случае промах можно определить как вектор, задающий взаимное расположение снаряда и цели в момент взрыва снаряда. Иногда под промахом понимается минимальное расстояние между снарядом и

целью, которое будет иметь место в процессе наведения [8].

Определение количественных критериев, устанавливающих требования к точности системы управления, производится по-разному для различных методов наведения. Для того чтобы показать, как устанавливаются требования к точности системы управления, рассмотрим несколько простейших примеров.

2. Требования к точности системы управления при двухточечном наведении

При двухточечном наведении вектор скорости снаряда $\mathbf{v}_c$ направляется вдоль линии, соединяющей снаряд с целью или с упрежденной точкой. Угол между вектором скорости и этой линией в момент прекращения управления и будет ошибкой наведения, которую при наведении в упрежденную точку обозначим через $\Delta\beta_н$, а при наведении по кривой погони — через $\beta_н$.

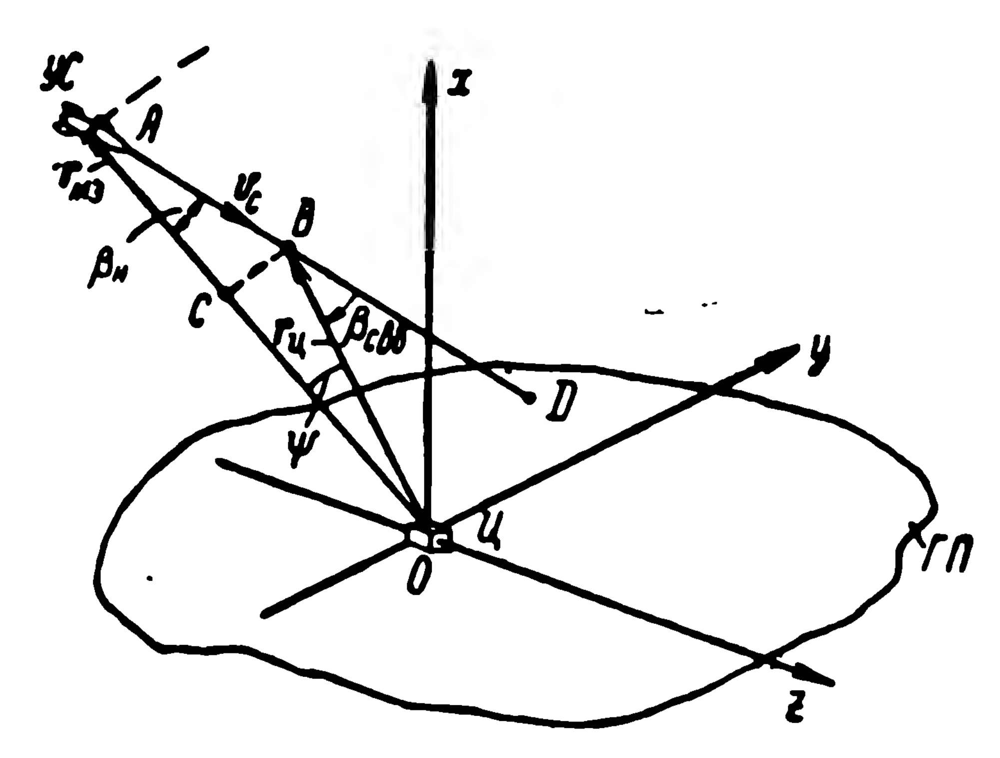


Рис. 1.17. Геометрические соотношения при двухточечном наведении на неподвижную цель:

УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; ГП — горизонтальная плоскость.

Покажем на простейшем примере, каким образом можно установить максимально допустимые значения ошибки наведения. В качестве примера рассмотрим наведение на наземную (или надводную) неподвижную или медленно движущуюся цель.

Будем считать (рис. 1.17), что система управления обладает «мертвой зоной» $r_{мз}$.

Рассмотрим подобную задачу для случая, когда применяется целедистанционный радиовзрыватель.

Целедистанционный радиовзрыватель срабатывает в тот момент, когда угол между вектором скорости снаряда и направлением на цель будет равен углу $\beta_{свв}$, определяемому формулой (1.3.2), т. е. условием срабатывания будет

$$\beta_с = \beta_{с\,вв}. \qquad (1.3.3)$$

Для срабатывания радиовзрывателя необходимо также, чтобы расстояние между снарядом и целью $r_ц$ в момент выполнения условия (1.3.3) не превышало определенной величины, равной $r_{ц\,вв}$, т. е.

$$r_ц \leqslant r_{ц\,вв}. \qquad (1.3.4)$$

Условия (1.3.3) и (1.3.4) позволяют определить допустимые значения ошибки наведения $\beta_н$.

На рис. 1.17 неподвижная цель находится в точке O, система управления прекращает работу на границе мертвой зоны, когда снаряд находится в точке A. В этот момент вектор скорости снаряда $\mathbf{v}_с$ отклонился от направления на цель на угол $\beta_н$, следовательно, в мертвой зоне снаряд движется по прямой $AД$. Взрыватель снаряда рассчитан так, чтобы вызвать взрыв, когда угол между вектором $\mathbf{v}_с$ и линией снаряд — цель будет равен $\beta_{свв}$. Следовательно, взрыв произойдет в точке B на расстоянии $r_ц$ от цели, т. е. вектор $\mathbf{r}_ц$ в данном случае определяет промах.

На рис. 1.17 BC — перпендикуляр, опущенный из точки B на линию AO.

Из рассмотрения этого рисунка следует

$$r_{мз} = AC + CO.$$

Решая прямоугольные треугольники ABC и OCB, получаем

$$AC = BC\,\frac{1}{\operatorname{tg}\beta_н}, \qquad CO = BC\,\frac{1}{\operatorname{tg}\psi},$$

но

$$BC = r_ц \sin\psi.$$

Следовательно,

$$r_{мз} = r_ц\left[\frac{\sin\psi}{\operatorname{tg}\beta_н} + \cos\psi\right]. \qquad (1.3.5)$$

Полагая, что ошибка наведения невелика, примем

$$\operatorname{tg}\beta_н \approx \beta_н, \qquad (1.3.6)$$

с другой стороны,

$$\psi = \beta_{с\,вв} - \beta_н. \qquad (1.3.7)$$

Таким образом, соотношение (1.3.5) может быть записано в следующем виде:

$$r_{мз} \approx r_ц \left[\frac{\sin(\beta_{с\,вв} - \beta_н)}{\beta_н} + \cos(\beta_{с\,вв} - \beta_н)\right]. \qquad (1.3.8)$$

Решив это уравнение графическим путем при заданных $r_{мз}$, $\beta_{с\,вв}$ и $r_ц = r_{ц\,вв}$, можно найти максимально допустимое значение ошибки наведения $\beta_{н\,макс}$. Из формулы (1.3.8) видно, что для уменьшения промаха $r_ц$ надо увеличивать угол $\beta_{с\,вв}$. В тех случаях, когда угол $\beta_{с\,вв}$ достаточно велик, уравнение (1.3.8) упрощается и принимает вид

$$r_{мз} \approx \frac{r_ц}{\beta_н}, \qquad (1.3.9)$$

откуда

$$r_ц \approx r_{мз}\theta_н. \qquad (1.3.10)$$

Заметим, что если $\beta_н$ меняет знак, то и угол $\beta_{с\,вв}$ также следует взять с противоположным знаком, так как цель поражается осколками, разлетающимися по поверхности конуса. Поэтому величина промаха не изменяется при изменении знака $\beta_н$, т. е.

$$r_ц \approx r_{мз}|\beta_н|. \qquad (1.3.11)$$

Положим теперь, что ошибка наведения $\beta_н$ является случайной величиной со среднеквадратическим значением $\sigma_{\beta_н}$ и законом распределения вероятностей $P_\beta(\beta_н)$. Тогда согласно формуле (1.3.11) величина промаха тоже будет случайной со среднеквадратическим значением

$$\sigma_{r_ц} \approx \sigma_{\beta_н} r_{мз} \qquad (1.3.12)$$

и законом распределения вероятностей $P_r(r_ц)$.

Предположим, что известен закон поражения цели, т. е. задана вероятность поражения цели $P_ц(r_ц)$ как функция промаха $r_ц$. Тогда полную вероятность поражения цели можно найти по следующей формуле:

$$P_{пор} = \int\limits_0^{r_{ц\,вв}} P_r(r_ц) P_ц(r_ц) dr_ц. \qquad (1.3.13)$$

Положим, что справедлив нормальный закон распределения ошибок

$$P_\beta(\beta_н) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\beta_н}} e^{-\frac{\beta_н^2}{2\sigma_{\beta_н}^2}}, \qquad (1.3.14)$$

а закон поражения задается следующими условиями:

$$P_ц(r_ц) = 1 \text{ при } r_ц \leqslant r_{ц\,вв}, \quad P_ц(r_ц) = 0 \text{ при } r_ц > r_{ц\,вв},$$

Учитывая (1.3.11), определяем закон распределения вероятностей для величины промаха

$$\begin{aligned} P_r(r_ц) &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\beta_н} r_{мз}} e^{-\frac{r_ц^2}{2\sigma_{\beta_н}^2 r_{мз}^2}} \quad \text{при } r_ц \geqslant 0, \\ P_r(r_ц) &= 0 \quad \text{при } r_ц < 0. \end{aligned} \qquad (1.3.15)$$

Подставляя значения $P_ц(r_ц)$ и $P_r(r_ц)$ в (1.3.13), находим

$$P_{пор} = 2\Phi\left(\frac{r_{ц\,вв}}{\sigma_{\beta_н} r_{мз}}\right), \qquad (1.3.16)$$

где

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \qquad (1.3.17)$$

С помощью формулы (1.3.16), задаваясь вероятностью поражения цели, можно определить допустимое среднеквадратическое значение ошибки наведения $\sigma_{\beta_н}$.

3. Требования к точности системы управления при трехточечном наведении

При трехточечном наведении снаряд удерживается на линии, соединяющей пункт управления с целью или с упрежденной точкой. Поэтому требования к величине ошибки управления обычно устанавливают, исходя из допустимых отклонений $r_н$ снаряда от линии пункт управления — цель (или упрежденная точка). Кроме того, в ряде случаев должна задаваться также скорость изменения этих отклонений $\frac{dr_н}{dt}$ или эквивалентная ей величина угловой ошибки

$$\Delta\beta_r \approx \frac{1}{v_с}\frac{dr_н}{dt}\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{R_с}{v_с}\frac{d\theta_ц}{dt}\right)^2}}, \qquad (1.3.18)$$

где $\frac{d\theta_ц}{dt}$ — угловая скорость вращения линии пункт управления — цель.

Таким образом, в рассматриваемом случае ошибка наведения (рис. 1.18) определяется двумя составляющими: линейной $r_н$ и угловой $\Delta\beta_r$. Зная составляющие ошибки наведения и параметры кинематической траектории, можно определить промах и вероятность поражения цели.

Наиболее простые соотношения получаются при наведении с неподвижного пункта управления на неподвижную цель, когда кинематическая траектория совпадает с линией пункт управления — цель (ПУ — *Ц*). Подобный случай показан на рис. 1.19. На этом рисунке точка *А* соответствует пересечению фактической траектории снаряда с границей мертвой зоны.

Линейная составляющая ошибки наведения $r_н$ здесь определяется как расстояние от точки *А* до линии ПУ — *Ц*.

Покажем, как для такого случая могут быть сформулированы требования к допустимой ошибке наведения.

Предположим, что на снаряде применен целедистанционный взрыватель.

При наведении на неподвижную или медленно движущуюся цель максимально допустимые значения

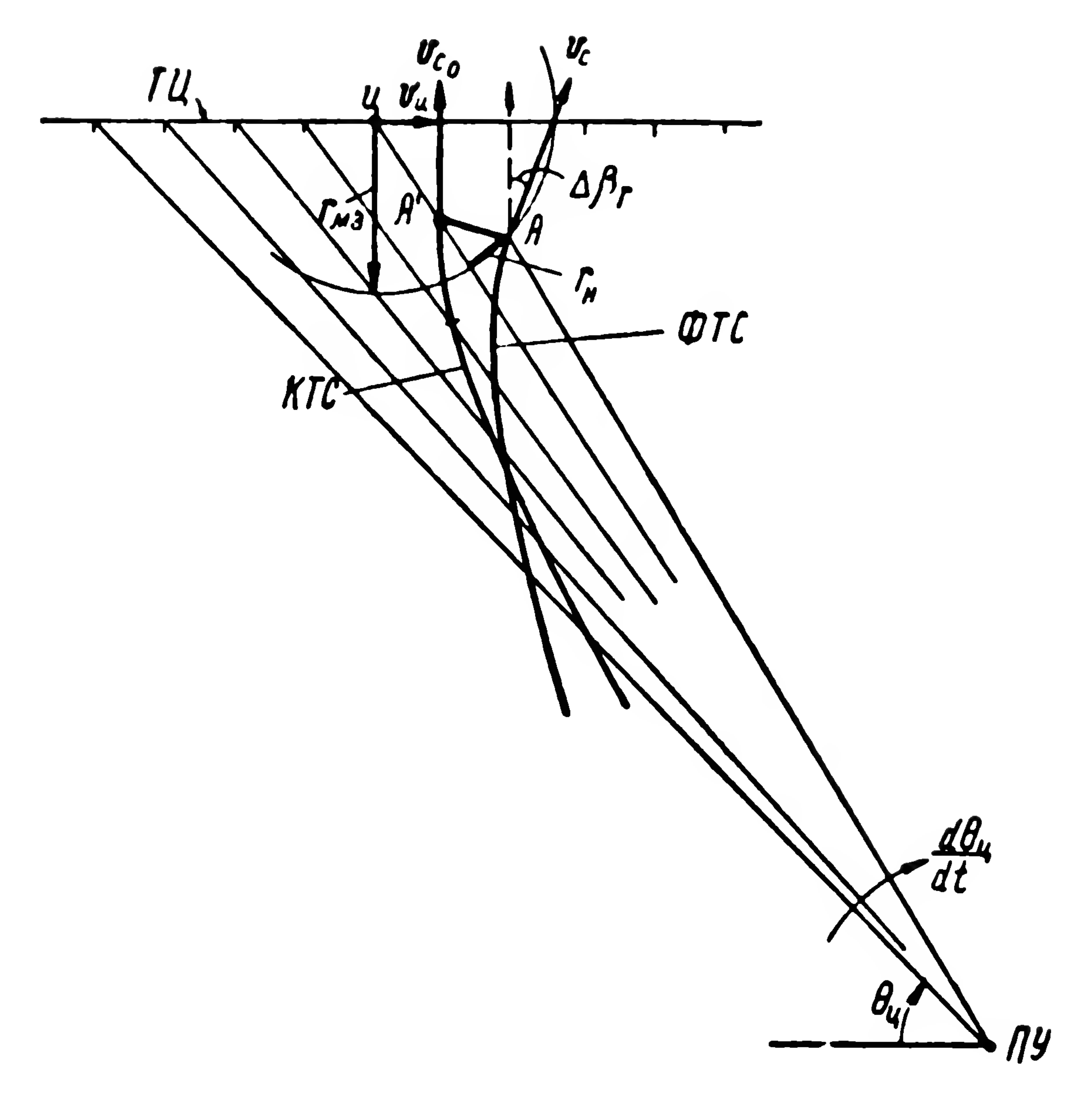


Рис. 1.18. Геометрические соотношения при трехточечном наведении на подвижную цель:

ТЦ — траектория цели; КТС — кинематическая траектория снаряда; ФТС — фактическая траектория снаряда; ПУ — пункт управления; *А* — фактическое положение снаряда в момент пересечения мертвой зоны; *А'* — положение снаряда при отсутствии ошибки наведения.

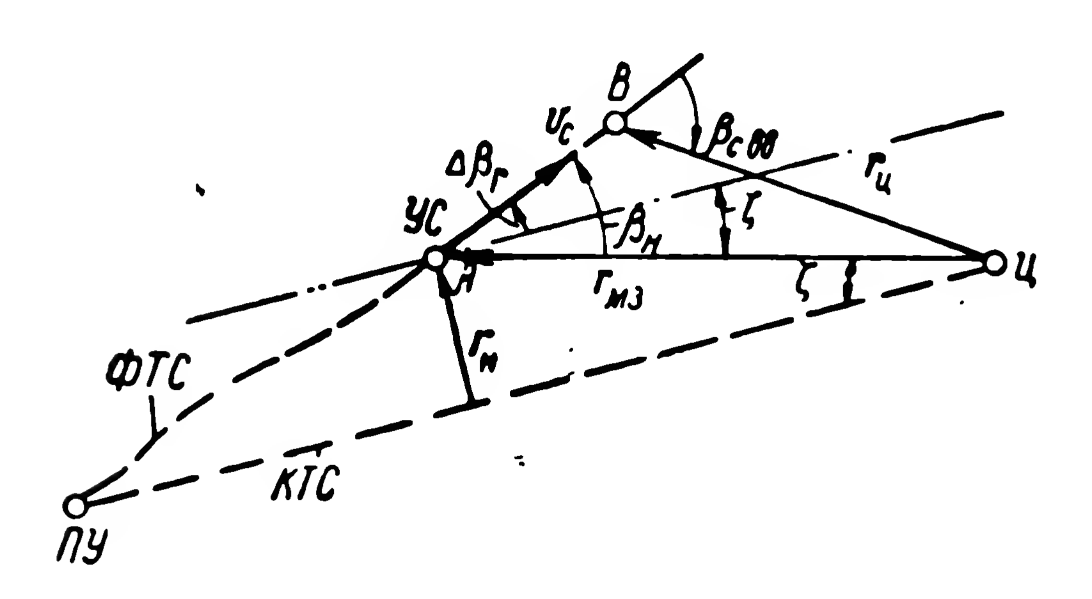


Рис. 1.19. Геометрические соотношения при трехточечном наведении на неподвижную цель:

УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; ПУ — пункт управления; КТС — кинематическая траектория снаряда; ФТС — фактическая траектория снаряда.

угла $\beta_н$ между линией снаряд — цель и вектором $\mathbf{v}_c$ (угла упреждения в момент прекращения управления) будут определяться соотношением, аналогичным соотношению (1.3.10):

$$r_ц \approx r_{мз}\beta_н. \qquad (1.3.19)$$

Для наведения трехточечным методом это соотношение дает следующее приближенное условие поражения цели:

$$\beta_н \lesssim \frac{r_{ц\,вв}}{r_{мз}}, \qquad (1.3.20)$$

где $r_{ц\,вв}$ — максимальное расстояние, при котором срабатывает целедистанционный взрыватель.

Если линейная составляющая ошибки наведения $r_н$ достаточно мала по сравнению с величиной мертвой зоны $r_{мз}$, то угол

$$\zeta \approx \frac{r_н}{r_{мз}}. \qquad (1.3.21)$$

С другой стороны, значение угла $\beta_н$ связано с составляющими ошибки наведения следующим образом:

$$\beta_н = \Delta\beta_r + \zeta. \qquad (1.3.22)$$

Учитывая (1.3.21), имеем

$$\beta_н \approx \Delta\beta_r + \frac{r_н}{r_{мз}}. \qquad (1.3.23)$$

Подставляя (1.3.23) в (1.3.20), получаем

$$r_{мз}\Delta\beta_r + r_н \lesssim r_{ц\,вв}. \qquad (1.3.24)$$

В левой части этого выражения имеем величину промаха $r_ц$, представленную как сумма двух случайных величин. Считая, для простоты, эти величины независимыми и распределенными по нормальным законам со сред-

ними значениями, равными нулю, для закона распределения суммы получаем следующее выражение:

$$P_r(r_ц) = P_r(r_{мз}\Delta\beta_r + r_н) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi(r_{мз}^2 \sigma_{\Delta\beta_r}^2 + \sigma_{r_н}^2)}} e^{-\frac{1}{2}\frac{(r_{мз}\Delta\beta_r + r_н)^2}{\left(r_{мз}^2 \sigma_{\Delta\beta_r}^2 + \sigma_{r_н}^2\right)}}, \quad (1.3.25)$$

где $\sigma_{\Delta\beta_r}^2$ и $\sigma_{r_н}^2$ — дисперсии соответственно угловой и линейной составляющих ошибки наведения;

$r_{мз}^2 \sigma_{\Delta\beta_r}^2 + \sigma_{r_н}^2 = \sigma_{r_ц}^2$ — дисперсия промаха.

Используя формулу (1.3.13), можно теперь определить вероятность поражения цели при заданных ошибках наведения.

Решая обратную задачу, можно найти величину допустимой ошибки наведения $r_{мз}^2 \sigma_{\Delta\beta_r}^2 + \sigma_{r_н}^2$ по заданной вероятности поражения цели $P_{пор}$.

Рассмотрим другой пример — наведение снаряда на неподвижную цель, находящуюся на поверхности моря (корабль). Будем считать, что цель поражается только при прямом попадании.

Предположим, что управление снарядом осуществляется с помощью системы, имеющей определенную мертвую зону, в пределах которой эта система не работает. Будем также полагать, что снаряд в мертвой зоне движется прямолинейно. На снаряде установлен контактный взрыватель.

Пусть последний участок кинематической траектории представляет собой вертикальную прямую, проходящую через условный центр цели. Рассматриваемый случай поясняется рис. 1.20. Выберем систему координат O; x; y; z, начало которой совпадает с центром цели, а ось y направлена вдоль кинематической траектории. Снаряд пересекает границу мертвой зоны в точке A. В точке $Д$ траектория снаряда пересекает горизонтальную плоскость и срабатывает контактный взрыватель. Вектор $\mathbf{R}_{пр}$ определяет промах. В двух взаимно перпендику-

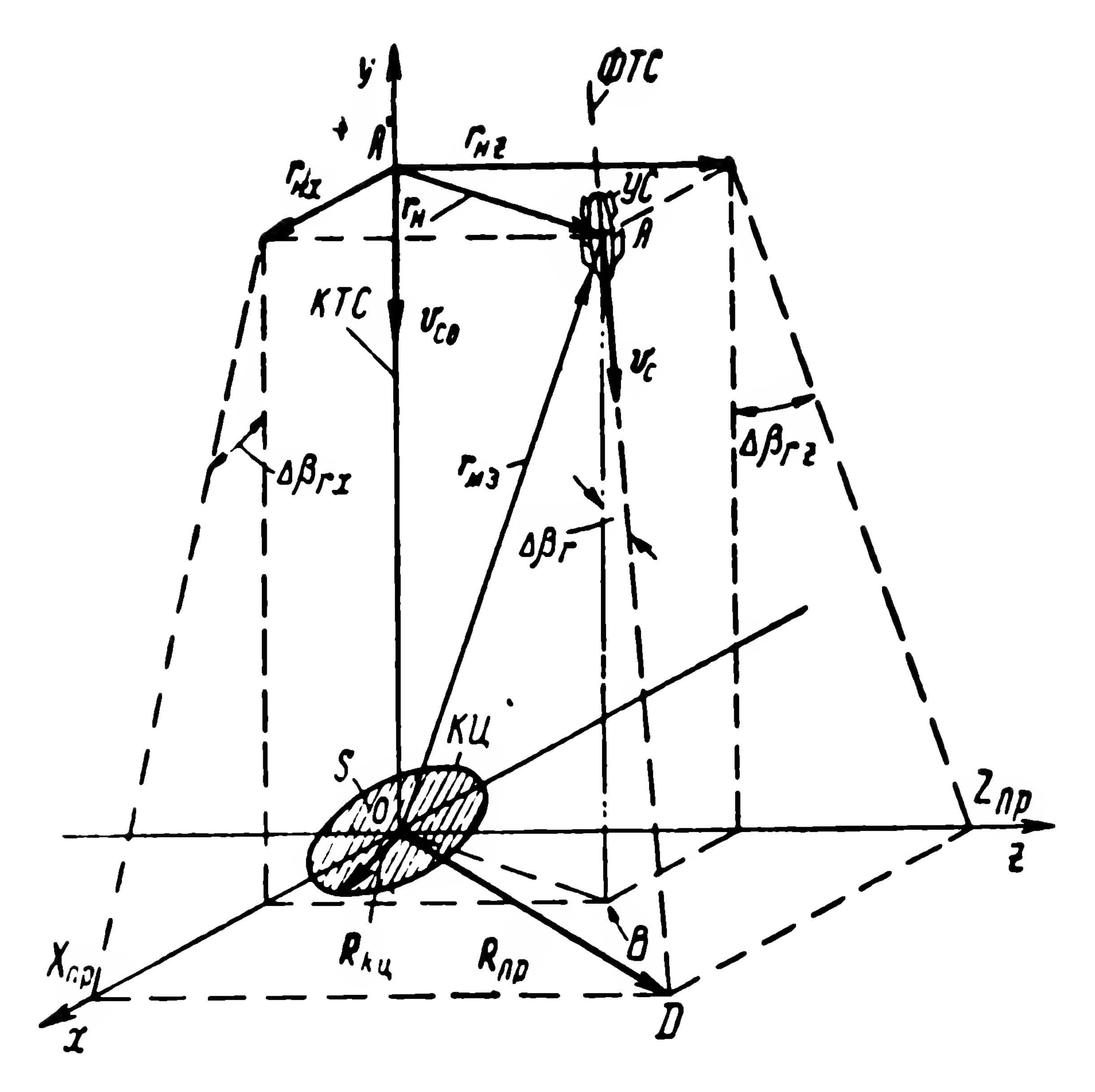


Рис. 1.20. Геометрические соотношения при наведении снаряда на надводную цель:

УС — управляемый снаряд; КТС — кинематическая траектория снаряда; ФТС — фактическая траектория снаряда; КЦ — контур цели.

лярных плоскостях можно найти составляющие промаха $X_{пр}$, $Z_{пр}$. Предположим, что $X_{пр}$, $Z_{пр}$ являются независимыми случайными величинами с нормальным законом распределения вероятностей и нулевым средним значением, т. е.

$$P(X_{пр};\ Z_{пр}) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_z} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{X_{пр}^2}{\sigma_x^2} + \frac{Z_{пр}^2}{\sigma_z^2}\right)}, \qquad (1.3.26)$$

где σ_x^2 и σ_z^2 — дисперсии составляющих промаха.

Тогда вероятность поражения цели определяется в результате интегрирования выражения (1.3.26) по области S, ограниченной контуром цели:

$$P_{пор} = \iint\limits_S P(X_{пр} Z_{пр})\, dX_{пр} dZ_{пр}. \qquad (1.3.27)$$

Величины σ_x и σ_z могут быть определены через соответствующие значения ошибки наведения $r_н$ и $\Delta\beta_г$.

олагая $r_н \ll r_{мз}$ и $\Delta\beta_r \ll \frac{\pi}{4}$ для плоскости yoz, имеем

$$Z_{пр} \approx r_{н\,z} + r_{мз}\Delta\beta_{r\,z}, \tag{1.3.28}$$

где $r_{н\,z}$, $\Delta\beta_{r\,z}$ — соответствующие проекции величин $r_н$ и $\Delta\beta_r$ на плоскость yoz.

Если линейную $r_{н\,z}$ и угловую $\Delta\beta_{r\,z}$ составляющие можно считать независимыми, то

$$\sigma_z^2 \approx \sigma_{r_{н\,z}}^2 + r_{мз}^2\,\sigma_{\Delta\beta_{r\,z}}^2. \tag{1.3.29}$$

Аналогично для плоскости xoy получим

$$X_{пр} \approx r_{н\,x} + r_{мз}\Delta\beta_{r\,x}, \tag{1.3.30}$$

$$\sigma_x^2 \approx \sigma_{r_{н\,x}}^2 + r_{мз}^2\,\sigma_{\Delta\beta_{r\,x}}^2. \tag{1.3.31}$$

Предположим теперь, что рассеяние одинаково в обеих плоскостях и, следовательно,

$$\sigma_{r_{н\,z}} = \sigma_{r_{н\,x}} = \sigma_{r_н}, \tag{1.3.32}$$

$$\sigma_{\Delta\beta_{r\,z}} = \sigma_{\Delta\beta_{r\,x}} = \sigma_{\Delta\beta_r}.$$

При этом, очевидно,

$$\sigma_z^2 = \sigma_x^2 = \sigma_{пр}^2 = \sigma_{r_н}^2 + r_{мз}^2\,\sigma_{\Delta\beta_r}^2. \tag{1.3.33}$$

Из рис. 1.20 видно, что

$$R_{пр}^2 = Z_{пр}^2 + X_{пр}^2. \tag{1.3.34}$$

Следовательно, средний квадрат промаха

$$\overline{R}_{пр}^2 = \overline{Z}_{пр}^2 + \overline{X}_{пр}^2 = 2\sigma_{пр}^2 = 2\sigma_{r_н}^2 + 2r_{мз}^2\,\sigma_{\Delta\beta_r}^2, \tag{1.3.35}$$

где $\sigma_{r\,н}^2$ и $\sigma_{\Delta\beta_r}^2$ — дисперсии линейной $r_н$ и угловой $\Delta\beta_r$ ошибок наведения соответственно.

При принятых условиях промах $R_{пр}$ оказывается случайной величиной, закон распределения вероятностей которой определяется следующей формулой:

$$P(R_{пр}) = \frac{R_{пр}}{\sigma_{пр}^2}\,e^{-\frac{R_{пр}^2}{2\sigma_{пр}^2}}. \tag{1.3.36}$$

Это выражение удобно использовать для нахождения вероятности поражения цели, имеющей форму, близкую к окружности

$$P_{\text{пор}}=\frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi}\int\limits_0^{R_{\text{к ц}}} P(R_{\text{пр}})\,dR_{\text{пр}}\,d\Phi, \qquad (1.3.37)$$

где $R_{\text{к ц}}$ — радиус контура цели.

Тогда из (1.3.37) и (1.3.36) имеем

$$P_{\text{пор}}=1-e^{-\frac{R^2_{\text{к ц}}}{2\sigma^2_{\text{пр}}}}. \qquad (1.3.38)$$

Если контур цели задан в виде прямоугольника со сторонами, параллельными осям координат X, Z, или может быть представлен в виде множества таких прямоугольников, то для определения вероятности поражения цели лучше использовать формулу (1.3.27).

Полученные выражения позволяют определить вероятность поражения цели $P_{\text{пор}}$, если известны составляющие ошибки наведения $\sigma_{r_{\text{н}}}$; $\sigma_{\Delta\beta_r}$. При необходимости можно решить и обратную задачу, т. е., задаваясь величиной $P_{\text{пор}}$, установить требования к точности системы наведения (найти $\sigma_{r_{\text{н}}}$ и $\sigma_{\Delta\beta_r}$).

Указанная методика решения остается справедливой и при условии, что прекращение работы системы управления совпадает с окончанием полета снаряда (моментом взрыва), т. е. при отсутствии мертвой зоны. В этом случае понятие промаха и ошибки наведения совпадают, а вероятность поражения цели зависит только от линейных составляющих ошибки наведения.

1.4. ОРГАНЫ УПРАВЛЕНИЯ И СИЛОВЫЕ ПРИВОДЫ. ДЕКАРТОВОЕ И ПОЛЯРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

1. Органы управления

Управление полетом снаряда осуществляется изменением направления его вектора скорости. Это изменение достигается с помощью органов управления (рулевых

органов). Рассмотрим, как осуществляется управление.

Полное ускорение снаряда

$$\mathbf{w}_c = \frac{\mathbf{F}_c}{m_c}, \qquad (1.4.1)$$

где $\mathbf{F}_c$ — результирующая сила, приложенная к снаряду массы m_c:

$$\mathbf{F}_c = \mathbf{G}_{тж} + \mathbf{P}_{тг} + \mathbf{R}_{аэ}, \qquad (1.4.2)$$

$\mathbf{G}_{тж}$ — сила тяжести;
$\mathbf{P}_{тг}$ — сила тяги (реактивная сила);
$\mathbf{R}_{аэ}$ — равнодействующая всех аэродинамических сил, приложенных к корпусу снаряда.

Для изменения величины и направления ускорения $\mathbf{w}_c$ необходимо изменить величину и направление результирующей силы $\mathbf{F}_c$.

Ускорение, сообщаемое снаряду, может быть разложено на две составляющие: касательную (к траектории полета), или тангенциальную составляющую $\mathbf{w}_{кас}$ и нормальную, или поперечную составляющую $\mathbf{w}_п$.

Таким образом

$$\mathbf{w}_c = \mathbf{w}_{кас} + \mathbf{w}_п. \qquad (1.4.3)$$

Касательное ускорение $\mathbf{w}_{кас}$ направлено вдоль вектора скорости снаряда $\mathbf{v}_c$, а поперечное $\mathbf{w}_п$ лежит в плоскости, перпендикулярной к этому вектору.

Основная задача управления обычно состоит в управлении движением центра масс снаряда. При этом должно обеспечиваться движение по криволинейной траектории. Это достигается созданием поперечного ускорения $\mathbf{w}_п$. Касательное ускорение изменяет лишь модуль вектора скорости снаряда и играет в процессе управления второстепенную роль. Поэтому в дальнейшем под ускорением, создаваемым органами управления, понимается поперечное ускорение $\mathbf{w}_п$.

Для снарядов, траектория полета которых проходит на сравнительно небольших высотах в плотных слоях атмосферы, основное значение имеет аэродинамическое

управление, осуществляемое обычно с помощью аэродинамических рулей. Поворот аэродинамического руля приводит к появлению угла атаки снаряда. В результате возникает подъемная сила, а следовательно, и поперечное ускорение.

На больших высотах аэродинамическая подъемная сила падает и управление осуществляется с помощью газодинамических сил. Управление углом атаки при этом производится с помощью газовых рулей. Кроме того, такие рули эффективно используются и при наборе скорости непосредственно после старта, когда скорость полета еще невелика и аэродинамические рули малоэффективны. Газовые рули, изготовленные, например, из графита, размещаются в отверстии сопла двигателя в потоке выходящих газов. Перемещение газовых рулей вызывает отклонение потока газов. Между направлением силы тяги $\mathbf{P}_{тг}$ и продольной осью снаряда возникает некоторый угол α. Составляющая тяги по оси снаряда равна $P_{тг} \cos \alpha$. Она представляет собой действующую силу тяги. Составляющая, направленная перпендикулярно оси снаряда и равная $P_{тг} \sin \alpha$, является управляющей силой.

Наряду с газовыми рулями возможны и другие способы изменения направления реактивной силы тяги. К таким способам относятся: поворот камеры сгорания, сопла реактивного двигателя и др *.

Различают две разновидности аэродинамических рулей [13]:

1. С изменяющимся углом атаки (рули с перемещением).

2. Колеблющиеся рули. Интерцепторы.

Следует отметить, что в описанных конструкциях снарядов наиболее распространен первый тип рулей [13]. При таких рулях величина поперечного ускорения, сообщаемого снаряду, зависит от угла отклонения плоскости руля.

Колеблющийся руль может находиться только в одном из двух крайних положений (если не учитывать время переброса, которое должно быть минимальным). Подобный руль непрерывно колеблется с определенной частотой $F_{рл}$. Вращающие моменты, действующие на сна-

* Подробнее о возможных способах изменения направления реактивной силы тяги сказано, например в [19, 37, 45, 46, 51, 84].

ряд при нахождении руля в каждом из крайних положений, максимальны по величине и противоположны по знаку. Результирующее поперечное ускорение снаряда, вызванное колеблющимся рулем, определяется соотношением

$$w_{п} = w_{п0} \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = w_{п0} \frac{T_1 - T_2}{T_{рл}}, \qquad (1.4.4)$$

где $w_{п0}$ — поперечное ускорение, сообщаемое снаряду в том случае, когда руль постоянно закреплен в одном из крайних положений;

T_1 — время пребывания руля в одном крайнем положении;

T_2 — время пребывания в другом крайнем положении;

$T_{рл} = T_1 + T_2 = \frac{1}{F_{рл}}$ — период колебания руля.

Частота колебаний руля $F_{рл}$ должна быть выбрана достаточно большой и находиться вне полосы частот, на которые реагирует снаряд. Практически во многих случаях уже приемлемы частоты порядка десятка герц и выше [37, 46].

Принцип действия интерцептора состоит в следующем.

Если нормально к поверхности крыла летательного аппарата установить пластинку, то это вызовет на крыле так называемый срыв потока. В результате нарушается равновесие аэродинамических сил, действующих на крыло снаряда. Появляется равнодействующая подъемная сила, создающая поперечное ускорение.

Интерцептор представляет собой пластинчатый прерыватель потока, периодически выдвигающийся скачком то за верхнюю, то за нижнюю кромку обшивки профиля крыла (рис. 1.21).

Величина результирующего поперечного ускорения, сообщаемого снаряду, будет зависеть от соотношения между временем пребывания интерцептора в верхнем положении T_1 и в нижнем T_2. Так же, как и для колеблющихся рулей, значение поперечного ускорения определяется формулой (1.4.4), причем $w_{по}$ здесь будет представлять собой поперечное ускорение, соответствующее условиям, когда прерыватель находится в одном из крайних положений

Отношение $\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$ обычно называют коэффициентом команды. Обозначим это отношение через

$$\chi_к = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}. \tag{1.4.5}$$

Преимуществом колеблющихся рулей по отношению к рулям с перемещением является меньшая инерционность.

Рули с перемещением и колеблющиеся рули могут применяться как на дозвуковых, так и сверхзвуковых

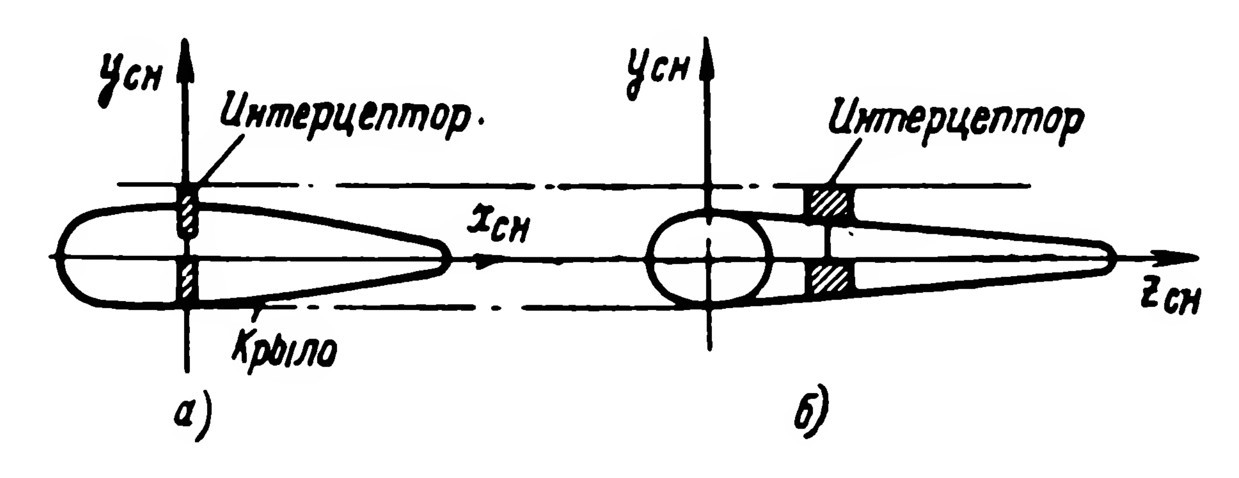


Рис. 1.21. Интерцептор:
а — вид сбоку; б — вид спереди

скоростях, так как они работают по принципу изменения угла атаки несущей поверхности руля. Интерцепторы, действие которых основано на срыве потока, могут быть практически использованы только на скоростях, меньших звуковой [13].

Перемещение или колебательное движение органов управления осуществляется под воздействием **управляющего сигнала**. Подобный сигнал формируется обычно в относительно маломощном электронном устройстве. Это устройство во многих случаях является по существу счетнорешающим прибором и иногда называется усилителем-преобразователем.

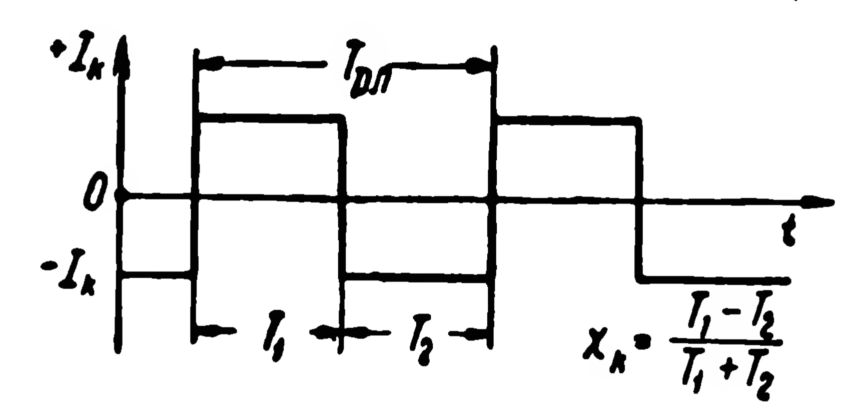


Рис. 1.22. Управляющий сигнал, заданный соотношением временных интервалов.

В случае использования рулевых органов с плавным перемещением наиболее удобна такая форма сигнала на

выходе усилителя-преобразователя, которая повторяет необходимый закон изменения отклонения рулей.

В случае применения колеблющихся рулей или интерцепторов управляющий сигнал удобно задать в виде прямоугольного напряжения или тока (рис. 1.22). Подобный метод задания управляющего сигнала в дальнейшем будем называть методом временных интервалов. Значение управляющего сигнала здесь определяется соотношением длительностей временных интервалов T_1 и T_2 и будет равно коэффициенту команды $\chi_к$.

Кроме колеблющихся рулей и рулей с перемещением, применяются также специальные способы аэродинамического управления. К таким способам прежде всего относится поворот крыла в целом, что хотя и требует привода большой мощности, но зато обеспечивает хорошее качество переходного процесса.

2. Силовые приводы

Управляющий электрический сигнал перед подачей на рулевые органы должен быть преобразован в механическое перемещение рулевых рычагов или рулевых приводов.

С тем чтобы в электронных устройствах, с выхода которых снимается этот сигнал, не использовать мощных ламп, мощность управляющего сигнала на выходе подобных устройств во многих случаях выбирается не превышающей примерно долей ватта. Для перемещения органов управления требуются мощности от нескольких ватт и десятков ватт (интерцепторы) до нескольких сотен ватт (колеблющиеся рули и рули с перемещением). Поэтому одновременно с преобразованием управляющего электрического сигнала в механическое перемещение необходимо увеличить мощность (коэффициенты усиления должны быть порядка сотен и тысяч).

Подобное преобразование и усиление осуществляется силовым приводом рулевых органов.

Для рулей с перемещением в качестве силовых приводов применяются как следящие системы, так и просто рулевые машины с усилителями без обратной связи.

Рулевая машина преобразует электрический сигнал в механическое перемещение и является обязательной

частью любого силового привода. Часто в рулевой машине одновременно происходит и усиление мощности.

Входной величиной силового привода является электрический управляющий сигнал $u_у$, сформированный в усилителе-преобразователе, а выходной — угол перемещения руля $\delta_{рл}$. Основной характеристикой линейного или линеаризируемого силового привода для рулей

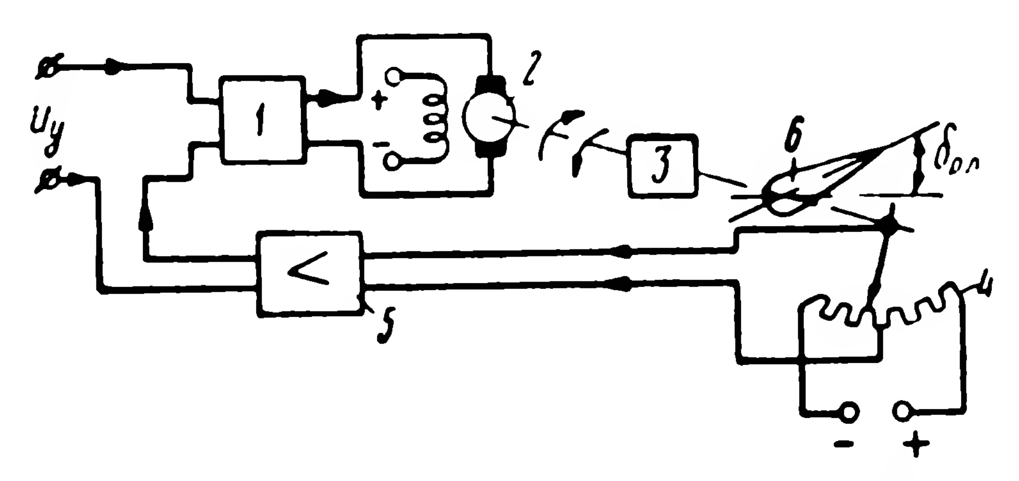


Рис. 1.23. Блок-схема силового привода:

1 — усилитель постоянного тока; *2* — электродвигатель (рулевая машина); *3* — редуктор; *4* — потенциометр руля; *5* — цепь обратной связи; *6* — руль.

с плавным перемещением является его передаточная функция

$$\Phi_{сп}(p) = \frac{\delta_{рл}(p)}{u_у(p)}. \qquad (1.4.6)$$

На рис. 1.23 в качестве примера приведена схема возможного варианта выполнения силового следящего привода для руля с плавным перемещением.

Передаточная функция такого силового привода может быть определена с помощью известных методов теории автоматического регулирования при условии, что заданы передаточные функции и коэффициенты усиления отдельных элементов схемы (усилителей, рулевой машины, редуктора и потенциометра обратной связи).

Вместо линейного усилителя *1* часто используется релейная система. В этом случае силовой привод в целом представляет собой нелинейную (релейную) систему автоматического регулирования. Такая система может работать в режиме установившихся колебаний, обеспечивающем хорошие характеристики регулирования.

В качестве рулевой машины в схеме рис. 1.23 используется электродвигатель. Следует, однако, отметить, что наиболее часто в силовых приводах рулевых органов

управления применяются рулевые машины других принципов действия, в первую очередь, гидравлические и пневматические. Гидравлический привод характеризуется малой инерционностью и хорошей линейностью.

Для колеблющихся рулей, а также и для интерцепторов, применяют так называемые тяговые электро-

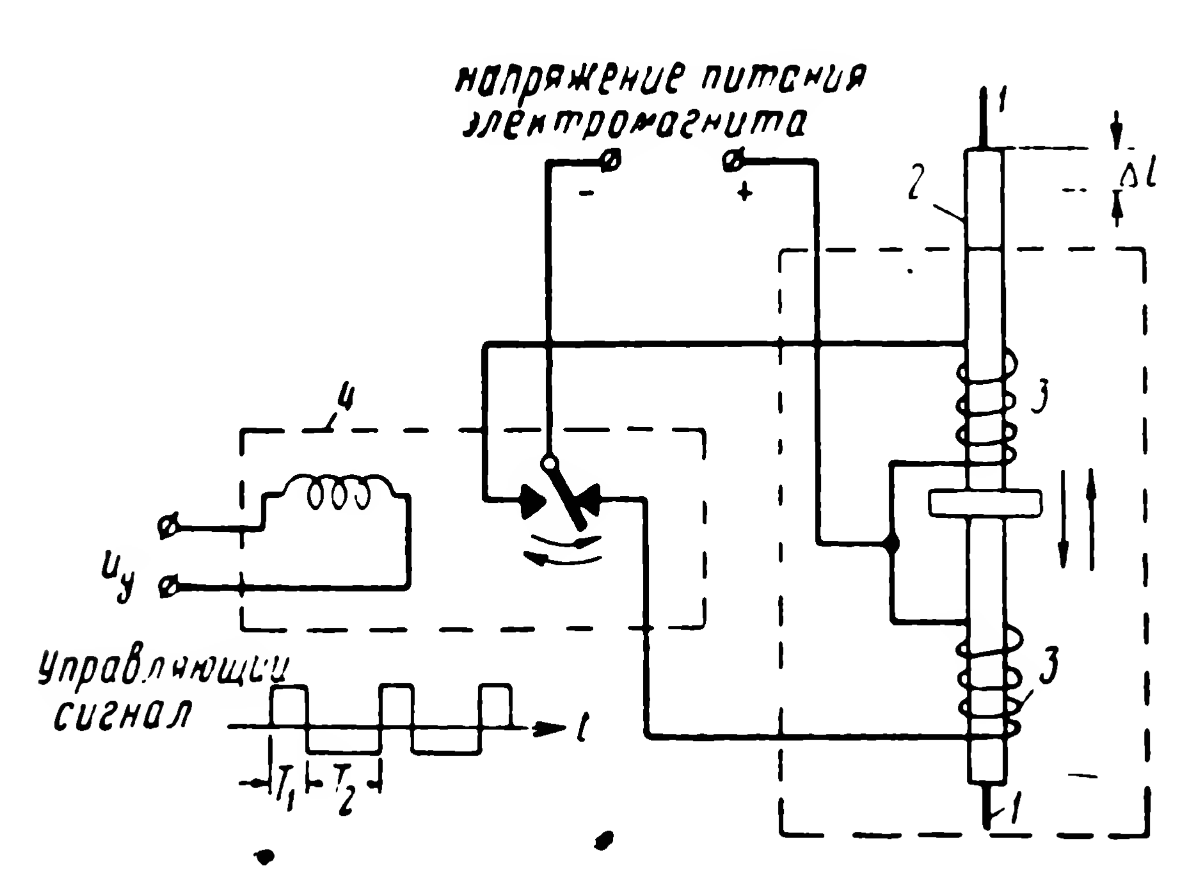


Рис. 1.24. Схема управления тяговым электромагнитом:

1 — интерцепторы; *2* — колеблющийся сердечник электромагнита; *3* — управляющие обмотки электромагнита; *4* — поляризованное реле.

магниты. Принцип устройства подобных электромагнитов поясняется рис. 1.24.

Как уже отмечалось, для таких рулевых органов управляющий сигнал удобно задать в виде соотношения временных интервалов. В этом случае время нахождения сердечника тягового электромагнита в верхнем положении будет равно T_1, а в нижнем T_2. Рычаги, приводящие в движение рули, должны быть тем или иным образом присоединены к концам колеблющегося сердечника электромагнита. В случае интерцептора пластинчатые прерыватели воздушного потока непосредственно укрепляются на сердечнике. Мощность источника питания обмоток тяговых электромагнитов должна быть достаточно большой с тем, чтобы обеспечить быстрый переход сердечников из одного положения в другое. Вследствие этого рулевые электромагниты потреб-

ляют токи до десятков ампер. Поэтому может оказаться необходимым использовать не одно поляризованное реле, а два реле, включенных последовательно. Второе реле должно иметь контакты, рассчитанные на большие токи. Это реле будет являться релейным усилителем мощности.

Преимуществом управляющих органов, выполненных в виде тяговых электромагнитов, является относительная простота конструкции и сравнительно небольшие габариты.

3. Элементы согласования управляющего сигнала с органами управления

В ряде случаев встречается необходимость специального согласования управляющего сигнала с органами управления. При этом используются преобразователи управляющего сигнала. Необходимость в преобразовании

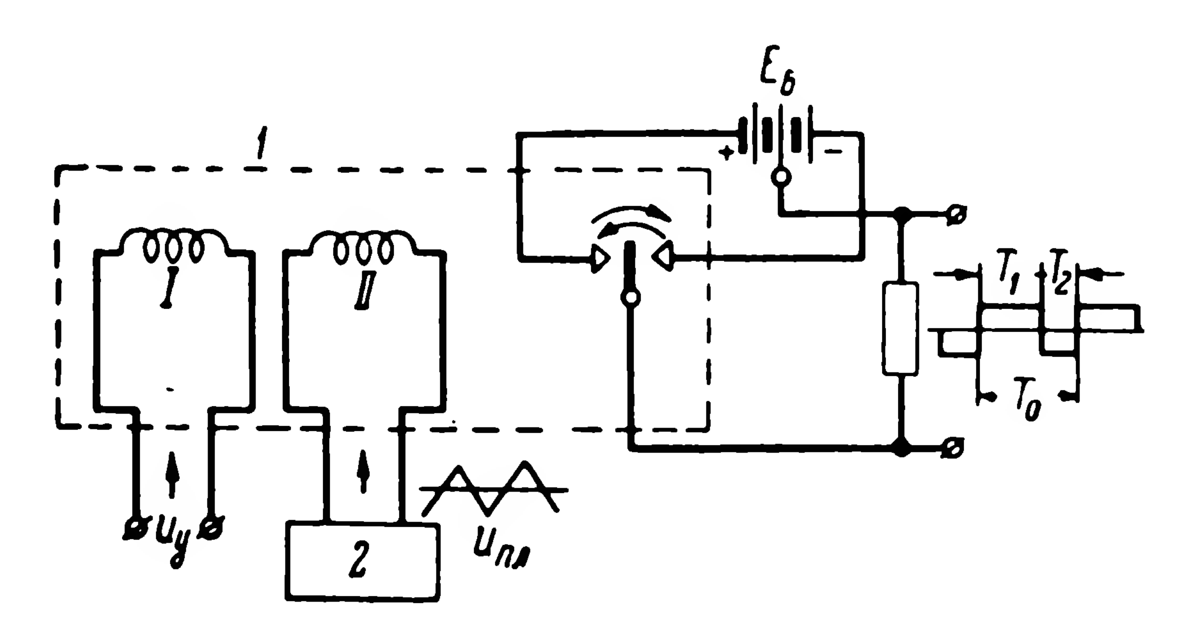


Рис. 1.25. Схема преобразования команды, заданной в виде постоянного тока, в соотношение временных интервалов:

1 — поляризованное реле (*I* и *II* — соответственно первая и вторая обмотки); *2* — генератор напряжения пилообразной формы $\left(F_0 = \frac{1}{T_0}\right)$.

возникает, например, если управляющий сигнал выдается в виде постоянного тока, а снаряд имеет колеблющиеся органы управления. Подобное преобразование может быть обеспечено релейной схемой, приведенной на рис. 1.25. На вторую обмотку реле подается пилообразное напряжение от внешнего генератора.

Соотношение временных интервалов на выходе схе-

мы связано с напряжением $u_у$ на ее входе следующим образом:

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = K_{ви} u_у, \qquad (1.4.7)$$

где $K_{ви}$ — коэффициент пропорциональности.

Принцип действия схемы поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 1.26. Управляющий

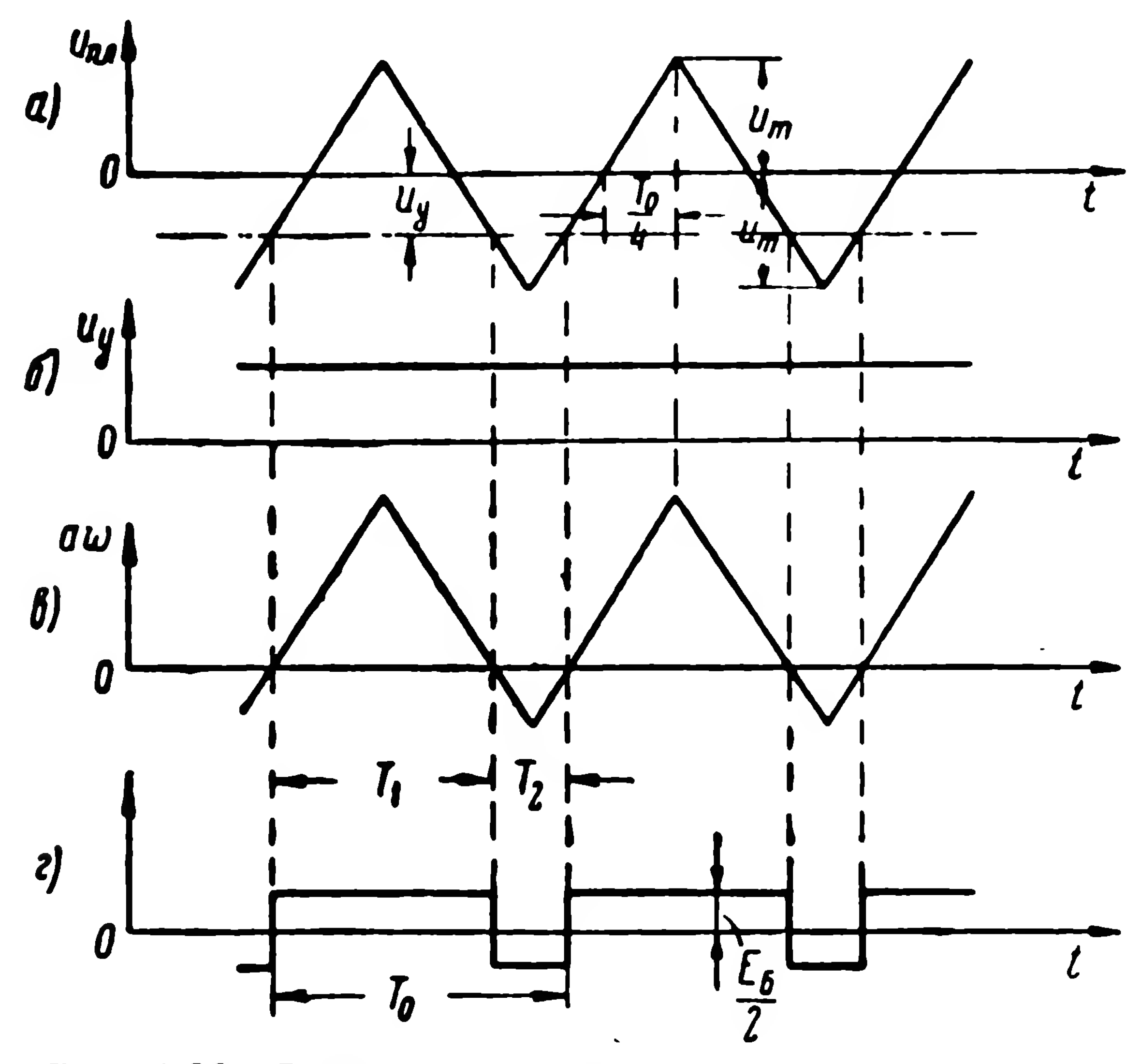


Рис. 1.26. Временные диаграммы преобразования постоянного тока в соотношение временных интервалов:

а — напряжение $u_{пл}$, вырабатываемое генератором напряжения пилообразной формы; *б* — управляющий сигнал $u_у$; *в* — суммарные ампервитки *aw I* и *II* обмоток реле; *г* — напряжение на выходе схемы преобразования.

сигнал $u_у$, поданный на обмотку *I*, определяет порог срабатывания реле *1*. Когда пилообразное напряжение, вырабатываемое генератором *2*, достигает порога срабатывания, переключается контакт реле и меняется направление тока в нагрузке.

В некоторых случаях возникает необходимость в обратном преобразовании соотношения временных интервалов в постоянный ток. Такое преобразование потребуется, например, если управляющий сигнал задан со-

отношением временных интервалов, а для управления рулевой машиной нужно иметь напряжение постоянного тока. В этом случае перед рулевой машиной или силовым приводом ставится демодулятор временных интервалов, одна из возможных схем которого приведена на рис. 1.27. Управляющий сигнал в виде импульсов на-

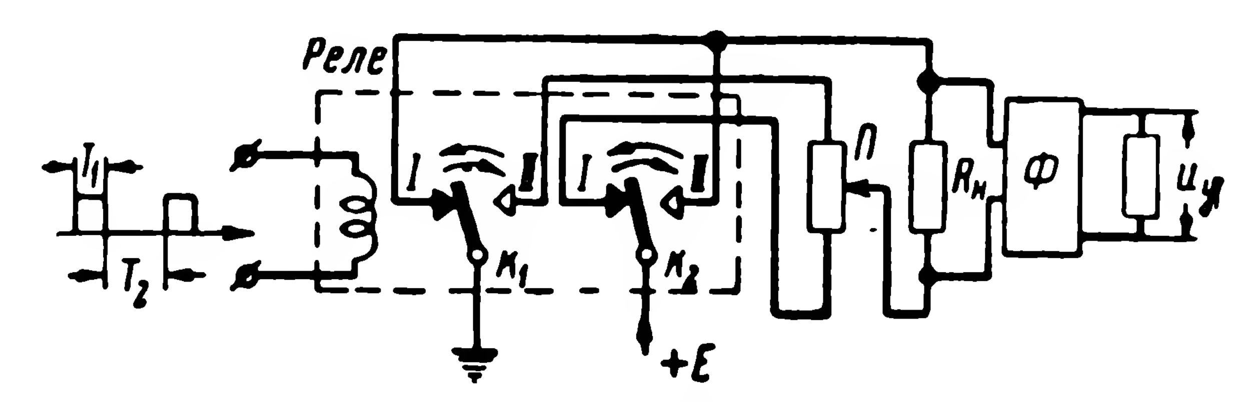


Рис. 1.27. Релейный демодулятор временных интервалов:

Ф—фильтр; *П*—балансирующий потенциометр.

пряжения прямоугольной формы с длительностью T_1 и периодом повторения $T_1+T_2=T_0$ подается на обмотку реле. Контакты реле $к_1$, $к_2$ устанавливаются в положение *I* при действии импульса и переключаются в положение *II* во время паузы. При переключении контактов изменяется направление тока, протекающего через сопротивление нагрузки $R_н$ от источника напряжения питания *E*. Фильтр нижних частот *Ф* выделяет постоянную составляющую напряжения на нагрузке, которая и представляет собой напряжение управляющего сигнала $u_у$, поступающего затем на органы управления снаряда. Величина $u_у$ связана с соотношением временных интервалов в установившемся режиме следующим выражением:

$$u_у = K_Д E\left(\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}\right), \tag{1.4.8}$$

где $K_Д$ — коэффициент пропорциональности ($K_Д E$ — коэффициент передачи демодулятора временных интервалов).

Потенциометр *П* служит для правильной регулировки схемы путем установки $u_у=0$ при $T_1=T_2$.

В заключение следует отметить, что в рассмотренных схемах преобразователей (рис. 1.25 и 1.27) вместо

электромагнитных реле могут применяться электронные лампы.

Возможная схема демодулятора временных интервалов, выполненного на электронной лампе, приведена на рис. 1.28.

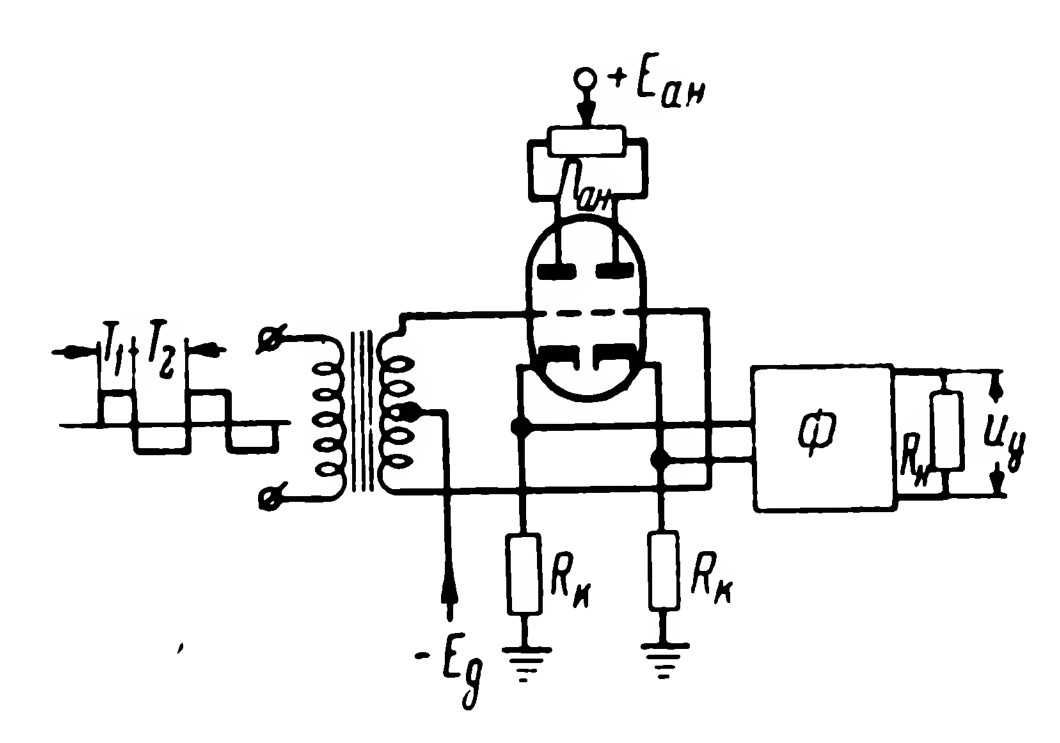


Рис. 1.28. Ламповый демодулятор временных интервалов:

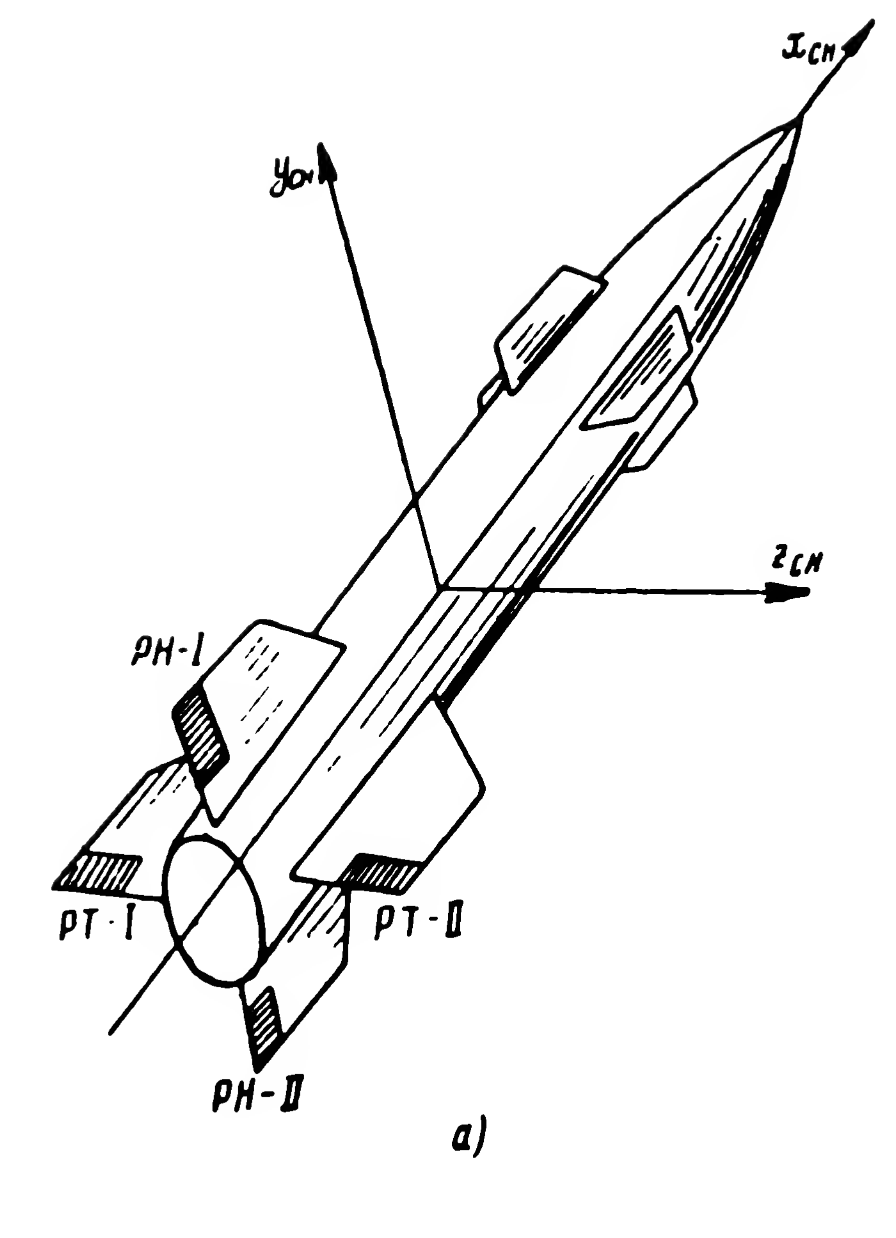
Ф — фильтр; $П_{ан}$ — балансирующий потенциометр.

4. Декартовое и полярное рулевое управление. Команды управления и командный сигнал

По способу создания поперечного ускорения различают декартовое и полярное рулевое управление.

Декартовое рулевое управление характерно для снарядов с осевой аэродинамической симметрией. Такие снаряды имеют несколько пар симметрично расположенных несущих поверхностей (крылья и хвостовые стабилизаторы). В частности, многие конструкции снабжаются двумя парами крестообразно расположенных крыльев и двумя парами аналогично размещенных стабилизаторов (рис. 1.29,*а*). Декартовое управление применяется, например, в ракетах дальнего действия, зенитных ракетах и управляемых авиационных снарядах.

Условимся теперь о системе координат, в которой будем в дальнейшем определять вектор поперечного ускорения $\mathbf{w}_п$ при декартовом управлении. Обозначим подобную систему координат через O; $x_ш$; $y_ш$; $z_ш$ и назовем ее исполнительной системой. Вектор поперечного ускорения направлен нормально к вектору скорости $\mathbf{v}_c$. Однако при достаточно



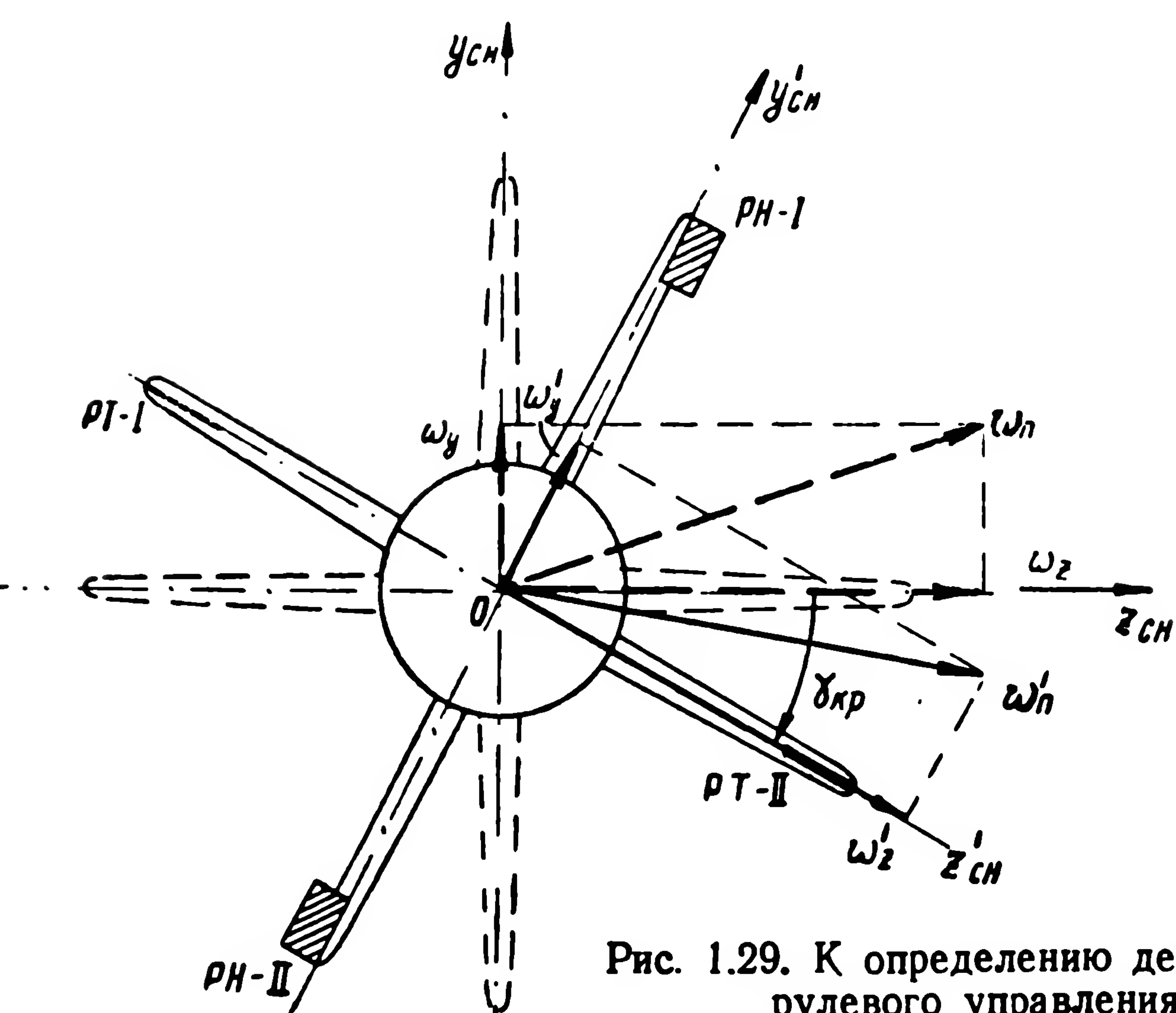


Рис. 1.29. К определению декартового рулевого управления:

а — снаряд с декартовым рулевым управлением; *б* — схема получения поперечного ускорения.

РН-I и РН-II — первый и второй рули курса (направления); РТ-I и РТ-II — первый и второй рули тангажа (высоты).

больших скоростях полета и малых углах скольжения и атаки в первом приближении для рассматриваемой задачи можно принять, что вектор поперечного ускорения лежит в плоскости $Oy_{сн}z_{сн}$ (перпендикулярной продольной оси снаряда $x_{сн}$) системы координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$, связанной с корпусом снаряда. Следовательно, при подобном приближении исполнительная система координат O; x_w; y_w; z_w будет совпадать со связанной системой координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$.

Результирующее поперечное ускорение при декартовом управлении может рассматриваться как сумма двух взаимно перпендикулярных компонент: ускорения $\mathbf{w}_y$, направленного вдоль оси $y_{сн}$, и ускорения $\mathbf{w}_z$, направленного вдоль оси $z_{сн}$ (рис. 1.29,*б*). Ускорение $\mathbf{w}_z$ создается отклонением рулей курса (направления), а ускорение $\mathbf{w}_y$ — отклонением рулей тангажа (высоты). Если не учитывать силу веса $G_{тж}$, то результирующее ускорение $\mathbf{w}_п$ должно быть направлено в сторону необходимого искривления траектории полета.

Особенностью декартового управления является разворот управляемого снаряда без введения угла крена $\gamma_{кр}$.

В первом приближении управление по курсу и управление по тангажу можно считать независимыми.

В общем случае следует различать симметричное и несимметричное декартовое управление. При симметричном управлении эффективность рулей поворота и высоты одинакова, при несимметричном декартовом управлении эффективность рулей направления и высоты различна. Симметричное декартовое управление применяется в тех случаях, когда величина поперечного ускорения должна быть примерно одинаковой во всех направлениях.

Для того чтобы фактическое изменение направления движения снаряда в пространстве при декартовом управлении соответствовало значениям управляющих сигналов, необходимо исключить возможность поворота корпуса снаряда в пространстве относительно его продольной оси. Эта необходимость вызвана тем, что при повороте корпуса снаряда вокруг его продольной оси на некоторый угол крена $\gamma_{кр}$ вектор результирующего уско-

рения $w_п$ повернется на такой же угол (рис. 1.29,*б*). При этом изменение направления полета уже не будет соответствовать управляющим сигналам, и управление по курсу и по тангажу будут связаны между собой.

Таким образом, необходимо применить такое устройство, которое будет сводить к нулю угол крена всякий раз, когда по тем или иным причинам этот угол окажет-

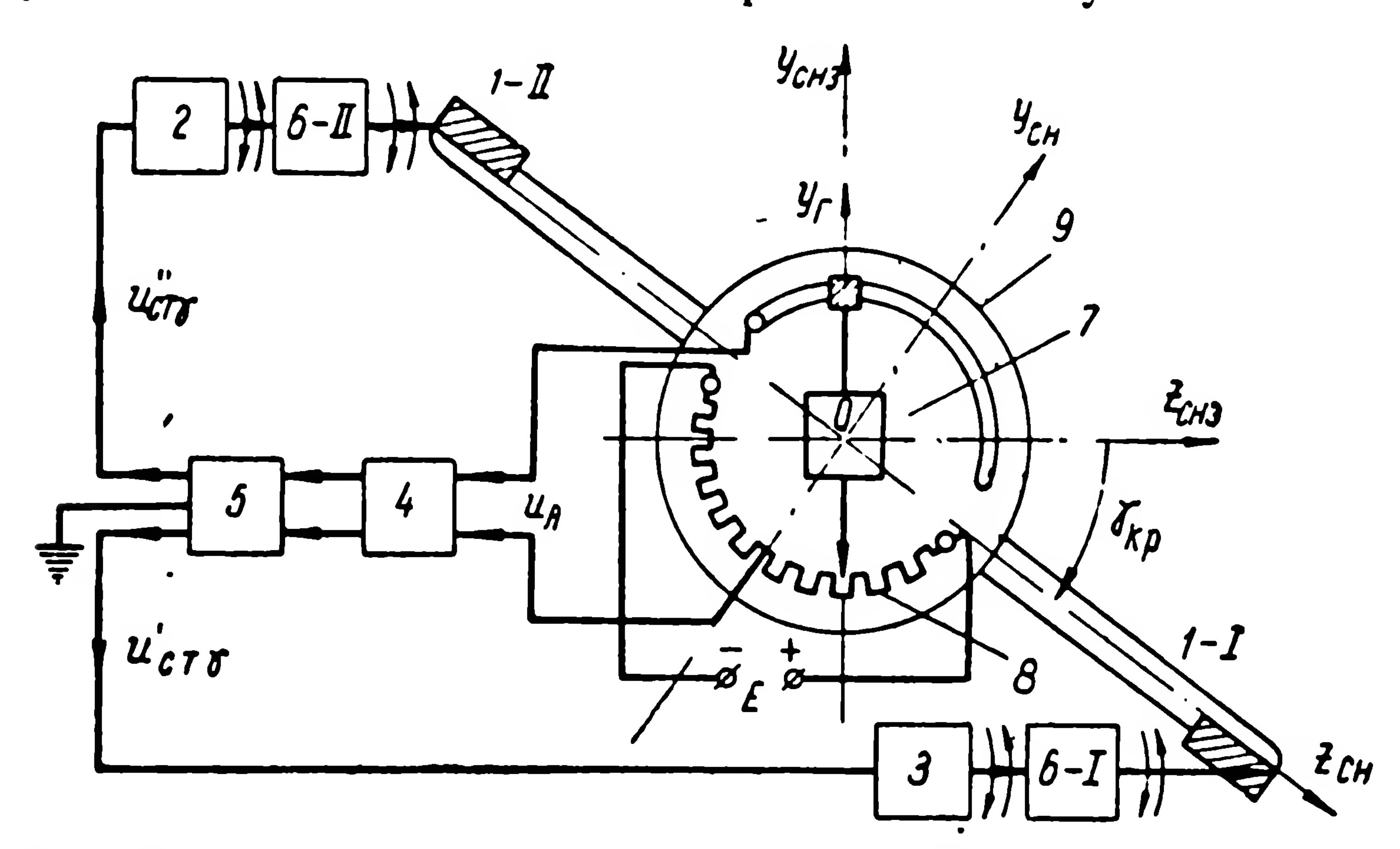


Рис. 1.30. Функциональная схема системы гироскопической стабилизации угла крена $\gamma_{кр}$:

1-I и *1-II*—первый и второй элероны; *2* и *3*—рулевые машины; *4*—демпфирующее (стабилизирующее) звено; *5*—усилитель; *6-I* и *6-II*—редукторы первого и второго элеронов; *7*—свободный гироскоп; *8*—потенциометр гироскопа; *9*—корпус снаряда.

ся отличным от нуля. В качестве такого устройства обычно используется система гироскопической стабилизации угла крена снаряда.

Принцип гироскопической стабилизации корпуса снаряда относительно поворота вокруг продольной оси поясним с помощью схемы рис. 1.30. На этом рисунке ось $y_{снз}$ соответствует заданному положению поперечной оси снаряда $y_{сн}$ и совпадает с осью ротора свободного гироскопа $y_г$. Потенциометр гироскопа жестко укреплен на корпусе снаряда. Линия, проходящая через середину потенциометра гироскопа, направлена вдоль поперечной оси снаряда $y_{сп}$. Если угол крена $\gamma_{кр}=0$, то оси $y_{снз}$ и $y_{сн}$ совпадают. В этом случае движок потенциометра, связанный с осью гироскопа, находится на середине об-

мотки. Напряжение на входе усилителя, а следовательно, и на входе рулевых машин равно нулю.

Возникновение положительного или отрицательного угла приведет к появлению на входе рулевых машин напряжения того или иного знака. Будем называть это напряжение **стабилизирующим сигналом** $u_{ст\gamma}$. Рулевые машины при возникновении стабилизирующего сигнала начнут вращаться и перемещать первый и второй элероны в противоположные стороны*.

В результате такого перемещения элеронов снаряд будет поворачиваться вокруг продольной оси до тех пор, пока угол $\gamma_{кр}$ не станет равным нулю.

Таким образом, здесь мы имеем замкнутую систему автоматического регулирования. Для обеспечения устойчивости работы такой системы обычно должны быть приняты специальные меры. Поэтому в схему рис. 1.30 введено так называемое демпфирующее (стабилизирующее) звено, что является одним из возможных способов обеспечения устойчивой работы замкнутой системы автоматического регулирования. В простейшем случае основным элементом демпфирующего звена является дифференцирующая цепочка.

Гироскопическая стабилизация корпуса снаряда в общем случае может оказаться необходимой и по отношению к другим его осям. Совокупность устройств, обеспечивающих стабилизацию корпуса снаряда относительно его осей, называют автоматом стабилизации или автопилотом.

Подобные автоматы, вырабатывая соответствующие стабилизирующие сигналы, управляют вращательным движением корпуса снаряда относительно его центра масс. Это движение можно представить как сумму вращательных движений относительно трех осей связанной системы координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$ (рис. 1.29,*а*), а именно как сумму вращательных движений крена, рысканья и тангажа.

Для того чтобы снаряд следовал по выбранной траектории, нужно управлять не только поворотом корпуса относительно центра масс, но и движением центра масс в пространстве. Подобное управление обеспечивается

---

* В некоторых случаях такие функции элеронов могут выполнять рули тангажа или курса.

внешним (по отношению к автомату стабилизации) воздействием на органы управления снаряда. Управляемый снаряд в этом случае следует уже рассматривать как совокупность самого корпуса с автоматом стабилизации. Внешнее воздействие, управляющее движением в пространстве центра масс снаряда, называют **командой управления**. Если команда управления определяется характеристиками напряжения (тока) определенной формы (снимаемого с выхода электронного устройства), то такое напряжение называют **командным сигналом**.

Управляющий сигнал был определен как сигнал, непосредственно воздействующий (через силовой привод) на рулевые органы снаряда.

Если управлять движением и стабилизировать корпус автоматом стабилизации одними и теми же рулевыми органами, то управляющий сигнал должен представлять собой определенную комбинацию командного и стабилизирующего сигналов.

Командный и управляющий сигналы идентичны только в двух частных случаях.

Первый частный случай относится к снарядам, стабилизировать корпус которых можно, не прибегая к применению гироскопического автомата стабилизации. В качестве примера можно назвать управляемую авиационную бомбу, снабженную кольцевым аэродинамическим стабилизатором и не имеющую двигателя (рис. 1.5). Второй частный случай соответствует тем снарядам, у которых командный и стабилизирующий сигналы подаются на различные органы управления.

Управление движением снаряда по курсу $\varphi_к$ достигается воздействием командного сигнала на рули курса (направления). В случае воздействия командного сигнала на рули тангажа получим, соответственно, управление по тангажу $\theta_т$.

Команду, определяющую при декартовом управлении отклонение рулей направления, называют командой «вправо — влево» или командой курса, а команду, воздействующую на рули высоты, — командой «вверх — вниз» или командой тангажа.

На рис. 1.31 в качестве примера приведена схема получения управляющих сигналов u_{yI} и u_{yII} путем сложения

командного сигнала курса $u_{кг}$ и сигналов стабилизации курса $u_{ст\varphi}$ и крена $u_{ст\gamma}$. При этом предполагается, что для управления по курсу и для выравнивания крена используется одна пара рулей. Изменение курсового угла $\varphi_к$ линейно связано с суммой углов поворота рулей, т. е. с величиной $\delta_{рл\,I}+\delta_{рл\,II}$. Угол крена $\gamma_{кр}$ представляет собой

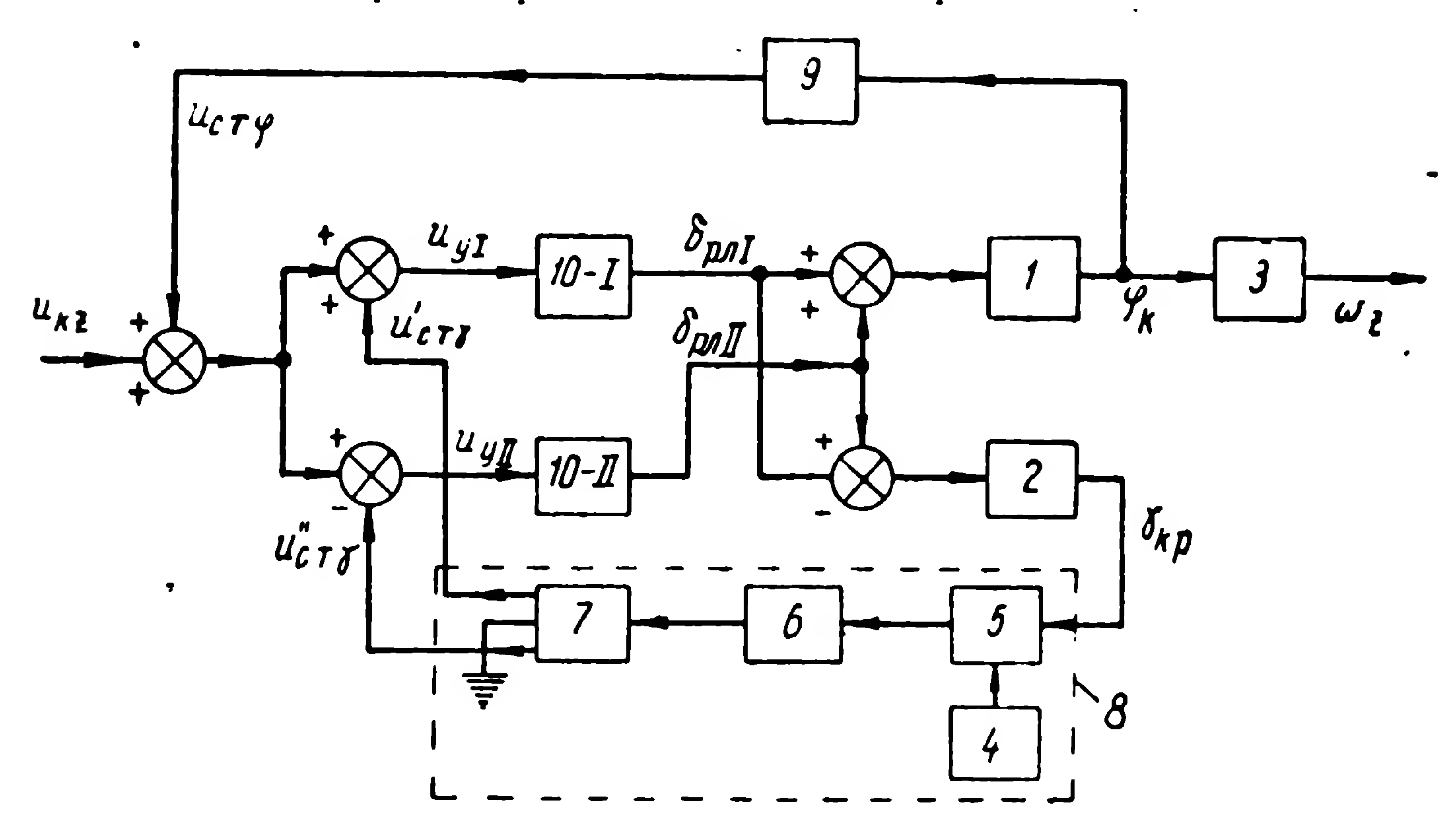


Рис. 1.31. Блок-схема сопряжения командного сигнала курса с сигналами гироскопической стабилизации курса и крена (управление в декартовых координатах):

1, 2—корпус управляемого снаряда; *3*—звено поперечного ускорения; *4*—свободный гироскоп; *5*—потенциометр гироскопа; *6*—демпфирующее (стабилизирующее) звено; *7*—усилитель; *8*—автомат стабилизации крена; *9*—автомат стабилизации курса; *10-I* и *10-II*—силовые приводы первого и второго рулей.

линейную функцию разности $\delta_{рл\,I}-\delta_{рл\,II}$. Соответствующие связи определяются характеристиками корпуса снаряда и на рис. 1.31 изображены звеньями *1* и *2*. Блоки *8* и *9* являются автоматами стабилизации крена и курса соответственно. Принцип действия их был рассмотрен выше (рис. 1.30).

Угол отклонения руля пропорционален величине управляющего сигнала. Схема рис. 1.31 отображает цепи управления первым и вторым рулем курса. Поэтому в этой схеме предусмотрено два управляющих сигнала $u_{у\,I}$ и $u_{у\,II}$. В простейшем случае

$$u_{у\,I}=au_{кг}+bu_{ст\,\gamma}+cu_{ст\,\varphi}, \qquad (1.4.9а)$$

$$u_{у\,II}=au_{кг}-bu_{ст\,\gamma}+cu_{ст\,\varphi}, \qquad (1.4.9б)$$

где a, b, c — постоянные коэффициенты;

$u_{\text{ст}\,\gamma}$ — стабилизирующий сигнал крена ($|u_{\text{ст}\,\gamma}| = |u'_{\text{ст}\,\gamma}| = |u''_{\text{ст}\,\gamma}|$);

$u_{\text{к}\,z}$ — командный сигнал курса;

$u_{\text{ст}\,\varphi}$ — стабилизирующий сигнал курса.

Необходимые значения коэффициентов a, b, c определяются характеристиками как управляемого снаряда, так и всей системы управления в целом.

Таким образом, здесь мы имеем дело с элементарным счетнорешающим прибором управляющего типа, дающим решение уравнений (1.4.9).

В общем случае сложение стабилизирующего и командного сигналов может осуществляться по более сложным законам с учетом не только величины сигналов, но и их производных и интегралов.

Счетнорешающие приборы, формирующие управляющий сигнал по определенной функциональной зависимости из командного и стабилизирующего сигналов, являются важным элементом систем управления.

В результате воздействия команд управления изменяется поперечное ускорение, приложенное к снаряду. На схеме рис. 1.31 это обстоятельство учтено тем, что после звена *1* (корпус снаряда по углу $\varphi_{\text{к}}$) включено звено *3*, выходной величиной которого считается составляющая поперечного ускорения $\mathbf{w}_y$ или $\mathbf{w}_z$ в зависимости от того, какой канал рассматривается: тангажа или курса.

Важной характеристикой управляемого снаряда являются его передаточные функции.

При декартовом управлении эти функции определяются следующим образом:

$$\Phi_{\Sigma y}(p) = \frac{w_y(p)}{u_{\text{к}\,y}(p)}, \qquad (1.4.10\text{а})$$

$$\Phi_{\Sigma z}(p) = \frac{w_z(p)}{u_{\text{к}\,z}(p)}, \qquad (1.4.10\text{б})$$

где $w_y(p)$; $u_{\text{к}\,y}(p)$; $w_z(p)$; $u_{\text{к}\,z}(p)$ — изображения соответствующих переменных величин.

Перейдем теперь к рассмотрению п о л я р н о г о р у л е в о г о у п р а в л е н и я. Для полярного управления

характерны развороты с введением угла крена. Подобный принцип используется для управления снарядами с плоскостной аэродинамической симметрией.

На рис. 1.1,*а* изображен самолет-снаряд с сильно развитыми крыльями. Плоскостью симметрии здесь является плоскость $Ox_{сн}y_{сн}$. Искривление траектории при маневре в плоскости, не совпадающей с плоскостью симметрии, для таких снарядов достигается поворотом корпуса снаряда на определенный угол вокруг продольной оси, т. е. введением угла крена $\gamma_{кр}$. Поэтому такие снаряды имеют следующие две системы рулевых органов: рули тангажа (глубины) и элероны. В первом приближении обычно считают, что эти рулевые органы действуют независимо друг от друга. Рули глубины управляют модулем (т. е. величиной $|\mathbf{w}_п|$) и знаком поперечного ускорения, а элероны изменяют направление вектора поперечного ускорения $\mathbf{w}_п$ в пространстве. Если пренебречь силой тяжести, то крылья снаряда при таком управлении должны находиться под прямым углом к требуемому направлению маневра. Величина угла крена должна задаваться так, чтобы обеспечивалось совмещение плоскости симметрии снаряда с направлением плоскости необходимой траектории полета.

В случае полярного управления в качестве исполнительной системы координат использовать связанную систему координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$ неудобно, так как необходимая величина угла крена в процессе управления изменяется.

В качестве исполнительной системы координат O; x_w; y_w; z_w целесообразно принять такую систему, в которой одна ось (например, ось z_w) лежит в плоскости, от которой отсчитывается угол крена (например, в горизонтальной плоскости). Второй осью исполнительной системы координат (x_w) следует считать продольную ось снаряда $x_{сн}$. В этом случае вектор поперечного ускорения будет лежать в плоскости Oy_wz_w. В такой системе координат этот вектор будет повернут на угол $\frac{\pi}{2}+\gamma_{кр}$ относительно оси z_w (рис. 1.32).

В общем случае полярного управления так же, как и при декартовом управлении, необходимы две независимых управляющих команды. Однако функции, выполняемые командами, здесь иные, а сами команды назы-

вают «командой крена» и «командой глубины (тангажа)».

При полярном управлении снаряд должен не только отрабатывать заданный командным сигналом угол крена, но и сохранять его постоянным до тех пор, пока не изменилась величина команды крена. Поэтому и здесь необходимо обеспечить соответствующую гироскопическую стабилизацию корпуса снаряда относительно продольной оси. Автомат стабилизации должен поддерживать постоянной величину угла крена, задаваемую командным сигналом. Поэтому командный сигнал крена удобно непосредственно вводить в систему гироскопической стабилизации корпуса снаряда. Введение командного сигнала в эту систему должно осуществляться таким образом, чтобы изменение величины этого сигнала приводило к изменению значения угла крена, стабилизируемого автоматом стабилизации. Практически это может быть выполнено, например, введением командного сигнала в виде напряжения постоянного тока в выходную цепь потенциометра гироскопа (рис. 1.33). Схема, приведенная на этом рисунке, соответствует каналу управления по углу крена.

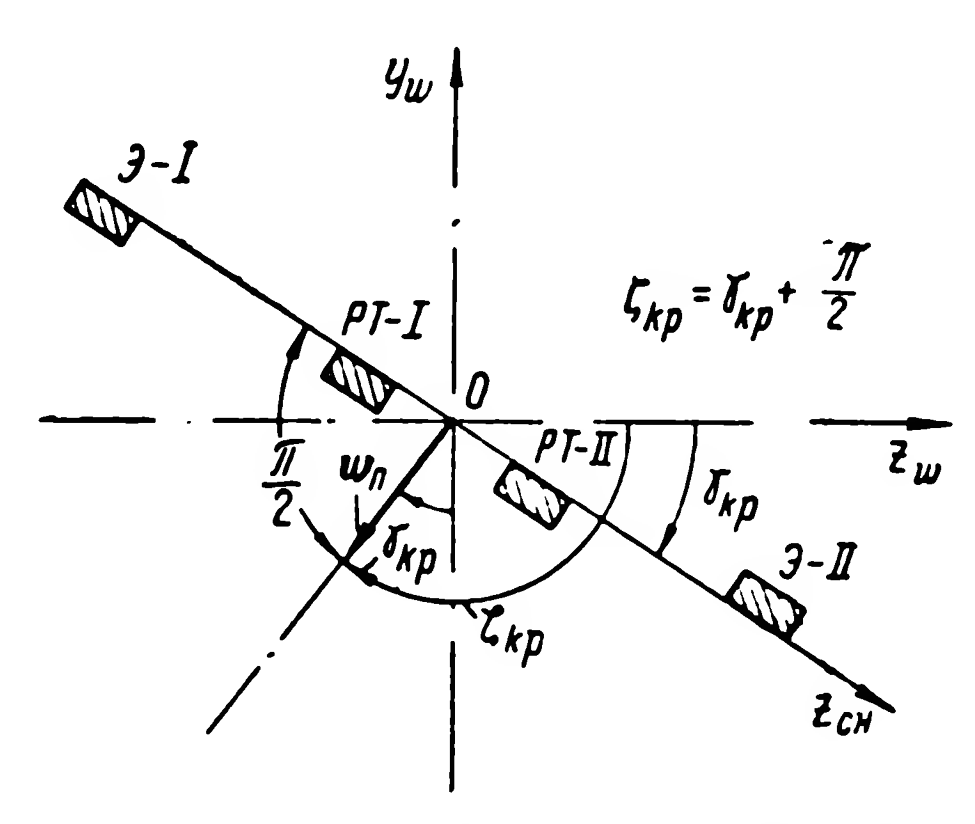


Рис. 1.32. К определению полярного рулевого управления:

РТ-I и РТ-II — рули тангажа; Э-I и Э-II — элероны.

Оси $y_{сп}$ и $z_{сп}$ на рис. 1.33 соответствуют координатным осям, связанным с корпусом снаряда (рис. 1.1,*а*).

Линия, проходящая через середину потенциометра гироскопа, направлена вдоль оси $y_{\text{сн}}$. Ось $y_{\text{г}}$ свободного гироскопа направлена по вертикали. Следует заметить, что вертикальное положение этой оси будет, очевидно, со-

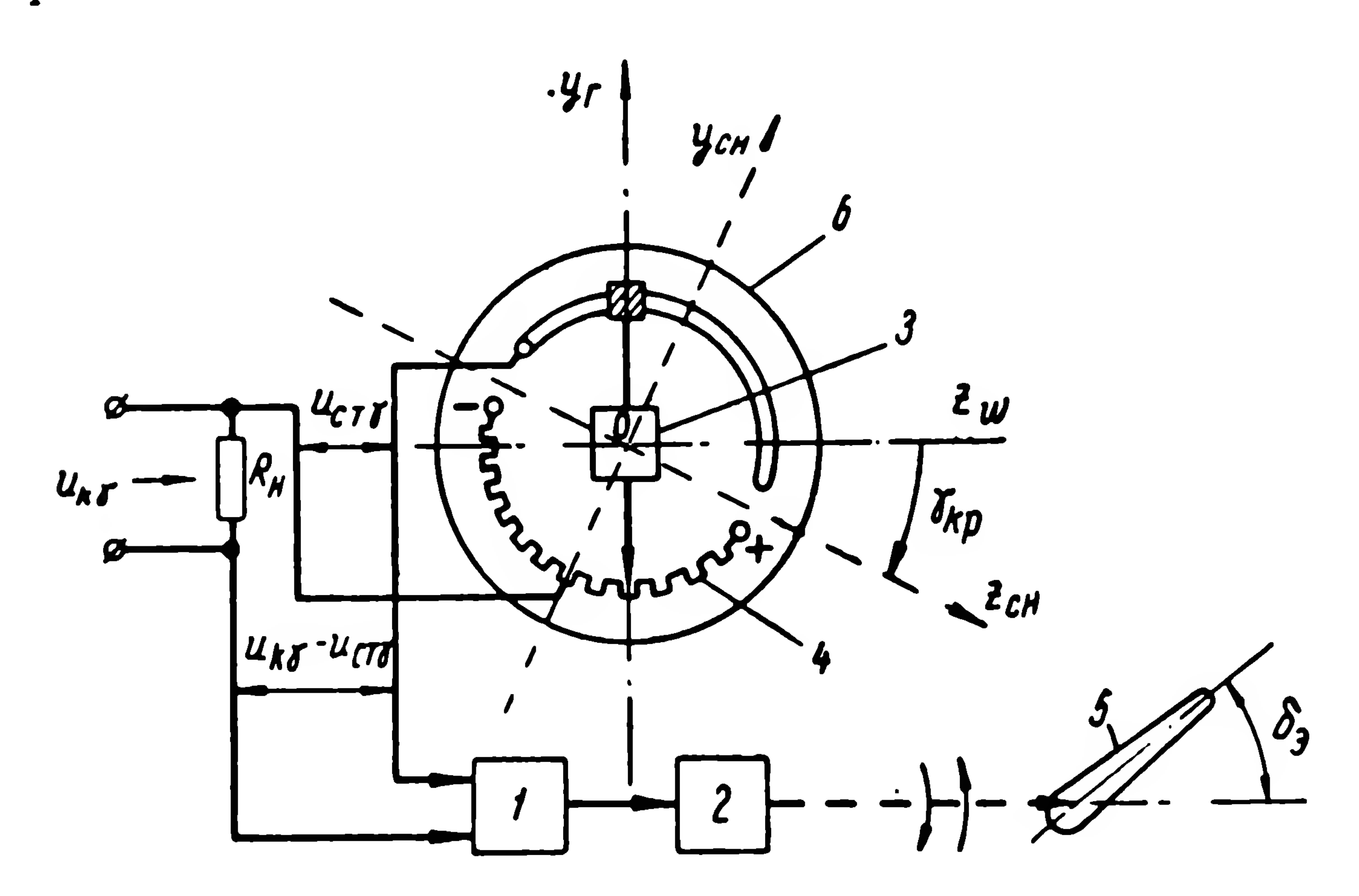


Рис. 1.33. Введение командного сигнала в цепь гироскопической стабилизации угла крена в случае полярного управления:

1 — усилитель и демпфирующее звено; 2 — рулевая машина с редуктором; 3 — свободный гироскоп; 4 — потенциометр гироскопа; 5 — элерон; 6 — корпус снаряда.

храняться в полете только при наличии соответствующей коррекции, которая в принципе может быть осуществлена, например, с помощью маятника.

Схему рис. 1.33 можно привести к виду, изображенному на рис. 1.34. В рассматриваемой схеме потенциометр гироскопа в совокупности с сопротивлением $R_{\text{н}}$ выполняет функции элементарного счетнорешающего прибора суммирующего типа.

Угол отклонения элеронов определяется как командным, так и стабилизирующим сигналом. Управляющий сигнал

$$u_{\Sigma\gamma} = u_{\text{к}\gamma} - u_{\text{ст}\gamma}. \qquad (1.4.11)$$

Выходной величиной корпуса управляемого снаряда является угол вектора поперечного ускорения, т. е. угол

$$\zeta_{\text{кр}} = \frac{\pi}{2} + \gamma_{\text{кр}}.$$

Важнейшей характеристикой канала управления снарядом по углу крена будет передаточная функция

$$\Phi_{\gamma}(p)=\frac{\gamma_{\text{кр}}(p)}{u_{\text{к}\gamma}(p)}. \qquad (1.4.12а)$$

Наряду с этой функцией должна рассматриваться и передаточная функция канала управления снарядом по тангажу

$$\Phi_{\omega}(p)=\frac{\omega_{\text{п}}(p)}{u_{\text{к}\omega}(p)}. \qquad (1.4.12б)$$

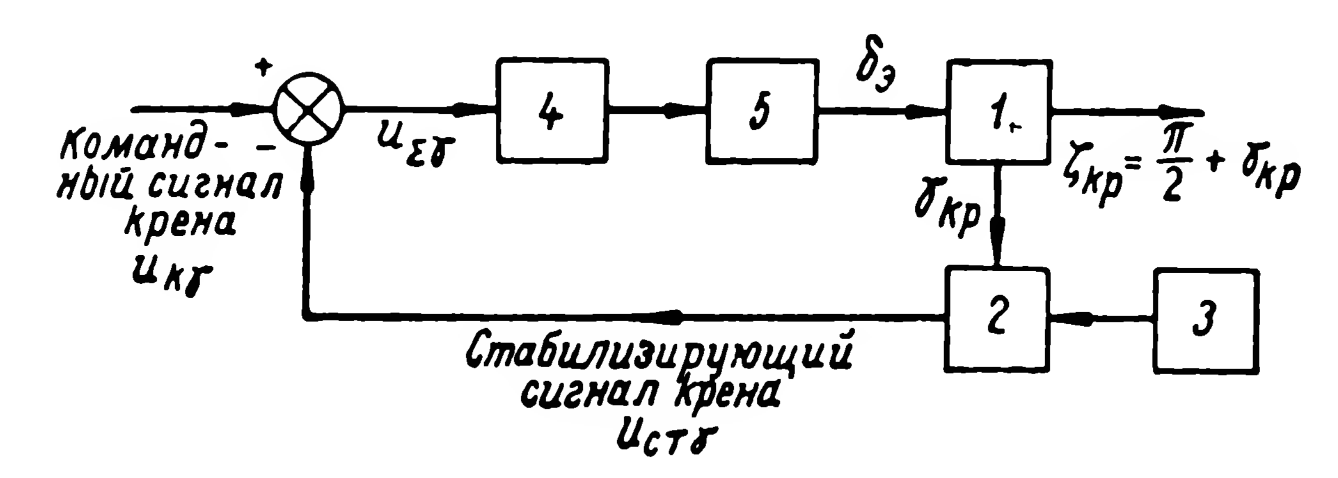


Рис. 1.34. Блок-схема сопряжения командного сигнала крена с сигналом гироскопической стабилизации крена (управление в полярных координатах):

1—корпус управляемого снаряда; *2*—потенциометр гироскопа; *3*—гироскоп; *4*—усилитель и демпфирующее звено; *5*—рулевая машина с редуктором.

5. Некоторые сведения об автоматах стабилизации управляемых снарядов

Представим схему рис. 1.34 в более общем и простом виде (рис. 1.35).

Передаточная функция всего замкнутого контура управления креном, изображенного на рис. 1.35, может быть записана в виде

$$\Phi_{\gamma}(p)=\frac{\Phi_{\text{сп}}(p)\,\Phi_{\gamma\text{э}}(p)}{1+\Phi_{\text{А}\gamma}(p)\,\Phi_{\text{сп}}(p)\,\Phi_{\gamma\text{э}}(p)}, \qquad (1.4.13)$$

где $\Phi_{\gamma э}(p)$; $\Phi_{сп}(p)$; $\Phi_{А\gamma}(p)$ — передаточные функции соответственно корпуса снаряда по углу крена $\Phi_{\gamma э}(p)=\frac{\gamma_{кр}(p)}{\delta_э(p)}$, силового привода и автомата стабилизации угла крена.

Таким образом, изменяя передаточную функцию автомата стабилизации крена, можно изменять и передаточную функцию управляемого снаряда в целом, а следовательно, изменять и его летные характеристики. Расширяя, например, полосу пропускания частотной характеристики снаряда, мы тем самым улучшаем так называемую управляемость снаряда.

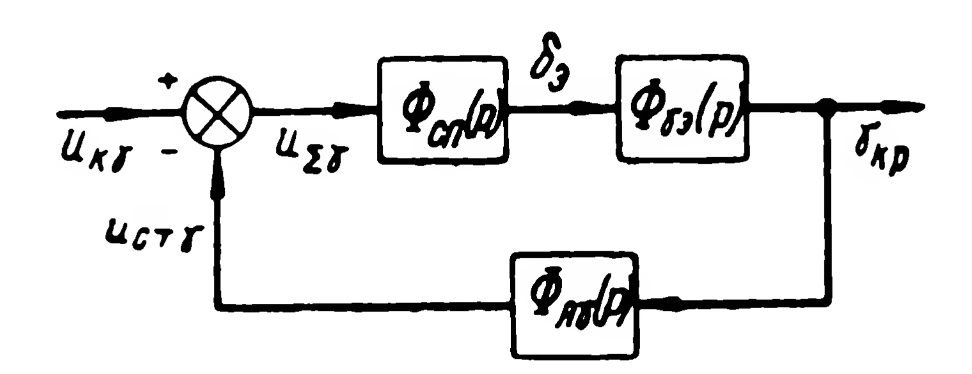


Рис. 1.35. Структурная схема системы стабилизации и управления креном:

$\Phi_{\gamma э}(p)$ — передаточная функция корпуса управляемого снаряда; $\Phi_{A\gamma}(p)$ — передаточная функция автомата стабилизации крена; $\Phi_{сп}(p)$ — передаточная функция силового привода.

Управление снарядом по курсу и по тангажу при декартовом управлении может быть представлено структурными схемами, подобными схеме, приведенной на рис. 1.35. Отсюда следует, что выражения для передаточных функций управляемого снаряда по этим каналам $\Phi_\varphi(p)$ и $\Phi_\theta(p)$ имеют вид, аналогичный выражению (1.4.13).

Следовательно, изменяя характеристики автомата стабилизации, можно изменить передаточные функции управляемого снаряда по любому из каналов.

Положение осей гироскопа автоматов стабилизации во время полета должно оставаться неизменным в мировой или в земной системе координат. Первым свойством обладают так называемые свободные гироскопы. Однако практически положение оси свободного гироскопа может несколько изменяться под действием моментов, образующихся за счет трения в подшипниках, неточностей балансировки и т. д. Поэтому свободный гироскоп обычно корректируют, контролируя изменения взаимного расположения колец карданового подвеса с помощью соответствующих датчиков.

Направление, неподвижное в земной системе координат, обеспечивается гировертикантом. Гировертикант представляет собой гироскоп, корректируемый маятником или уровнем, чувствительным к направлению силы тяжести. Если на снаряд действуют дополнительные ускорения, возмущающие его траекторию, то маятниковая коррекция даст ошибку. При длительном действии дополнительных ускорений эта ошибка может, в свою очередь, корректироваться сигналами с датчиков ускорения — акселерометров.

Гировертикант в качестве чувствительного элемента используется как в каналах управления по крену, так и в каналах управления по тангажу. В каналах управления по курсу гировертикант может быть применен в качестве стабилизатора горизонтального положения основания магнитного компаса. Такой прибор называют гиростабилизированным магнитным компасом или кратко гирокомпасом.

Кроме того, в каналах управления по курсу применяются как свободные гироскопы, так и гиромагнитные компасы, представляющие собой свободный гироскоп, стабилизированный магнитным компасом.

Свободные гироскопы позволяют получить опорную базу для отсчета углов крена, тангажа и курса. Однако при разработке систем управления встречаются и такие случаи, в которых контроль абсолютной величины углов не нужен, а важно контролировать скорость изменения углов в процессе управления. В подобных случаях удобно использовать прецессионные гироскопы.

1.5. АВТОНОМНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

1. Классификация способов автономного управления

В § 1.1 автономное управление было определено как такой способ управления, при котором управляемый снаряд в процессе наведения его на цель не связан ни с пунктом управления, ни с целью. Все средства управления здесь размещены на снаряде.

Пункт управления служит для установки начальных данных, управления стартом и в случае необходимости для передачи разовых команд. Вполне понятно, что при

таком управлении воздействовать с пункта управления на траекторию в процессе полета не нужно.

Автономное управление может быть радиотехническим и нерадиотехническим.

В настоящем разделе рассматривается нерадиотехническое автономное управление. Известны следующие основные способы такого управления [46, 84].

1. Автономное программное гироскопическое управление.

2. Программное управление с использованием ориентиров, связанных с Землей.

3. Астронавигационное управление.

4. Инерциальное управление.

5. Комбинированное управление.

Если необходимая траектория может быть задана до начала наведения в некоторой известной системе координат, то возможно заранее программировать закон изменения направления вектора скорости или закон изменения углов курса и тангажа, обеспечивающий движение по заданной траектории. В этом случае мы будем иметь программное управление.

Основными элементами программной гироскопической системы управления являются: автомат гироскопической стабилизации и программное устройство, формирующее командный сигнал, изменяющийся по заданному закону.

При декартовом управлении программное устройство в общем случае формирует командный сигнал тангажа $u_{\text{к}y}$ и командный сигнал курса $u_{\text{к}z}$.

На гироскопический автомат стабилизации крена при декартовом управлении программное устройство обычно не воздействует.

Возможная схема осуществления программного гироскопического управления приведена на рис. 1.36.

Подобная схема применяется при управлении баллистическими ракетами по углу тангажа $\theta_{\text{т}}$ [19, 67]. В гл. 10 будет рассмотрена задача управления баллистическими ракетами. В частности, будет показано, что в процессе полета баллистической ракеты с работающим двигателем необходимо обеспечить определенный закон изменения угла $\theta_{\text{т}}$ во времени. Командный сигнал,

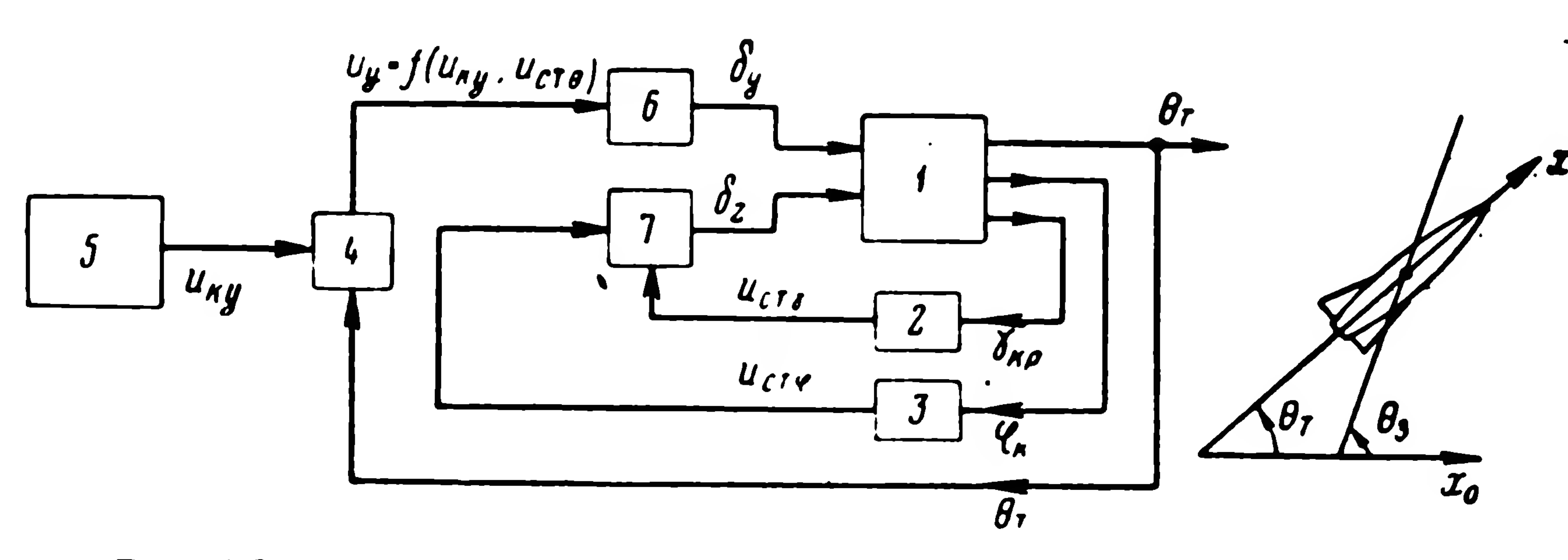


Рис. 1.36. Блок-схема системы программного гироскопического управления углом тангажа ракеты:

1 — управляемый снаряд; *2, 3, 4* — автоматы стабилизации соответственно углов крена $\gamma_{кр}$, курса $\varphi_к$ и тангажа $\theta_т$; *5* — программное устройство; *6* и *7* — силовые приводы и усилители-преобразователи соответственно рулей тангажа и курса; δ_y и δ_z — соответственно отклонение рулей тангажа и курса; $u_{к\,y}$ — командный сигнал тангажа, соответствующий заданному углу $\theta_з$; u_y — управляющий сигнал тангажа ($u_{ст\,\theta}$ — стабилизирующий сигнал тангажа, $u_{ст\,\varphi}$ и $u_{ст\,\gamma}$ — стабилизирующие сигналы курса и крена соответственно).

вырабатываемый программным устройством, должен удовлетворять соотношению

$$u_{ку} = K_\theta \theta_з(t), \quad (1.5.1)$$

где $\theta_з(t)$ — заданный закон изменения угла тангажа;

K_θ — коэффициент пропорциональности.

Автономные программные гироскопические системы управления могут также использоваться для управления полетом снаряда на первом участке траектории непосредственно после его старта, т. е. на первом этапе наведения. Это необходимо главным образом для того, чтобы снаряд успел набрать нужную для управления на втором этапе скорость полета и войти в сферу действия радиотехнических средств комплекса пункта управления.

В таких случаях к автономным программным системам управления предъявляются специфические требования, как например обеспечение заданных начальных условий наведения на втором этапе и т. д.

2. Программные системы управления с использованием ориентиров, связанных с Землей

Подобные системы описаны в [9, 12, 28, 37, 45, 46, 84]. В качестве ориентиров, связанных с Землей, могут быть, например, выбраны: магнитное поле Земли, атмосфера и сила земного притяжения.

Чувствительные элементы приборов снаряда реагируют на подобные ориентиры и определяют параметры фактической траектории снаряда. Эти параметры сравниваются с теми, которые выдаются программным устройством. При рассогласовании вырабатывается командный сигнал, который управляет движением снаряда через автомат гироскопической стабилизации.

Рассмотрим пример системы управления с использованием ориентиров, связанных с Землей.

Пусть задана фиксированная траектория, соответствующая полету с курсом и высотой, изменяющимися по определенному закону. Будем считать, что скорость полета снаряда известна (установлена расчетным путем). Управление полетом по высоте осуществляется с помощью высотомера, в качестве которого используется анероид.

Если пренебречь возможным боковым сносом снаряда, то для управления полетом по заданному курсу в принципе достаточно применить только гироскопический автомат стабилизации курса. Положение корпуса потенциометра этого автомата относительно корпуса снаряда должно задаваться программным устройством.

Однако при относительно большом времени полета гироскопические приборы нуждаются в коррекции. Для

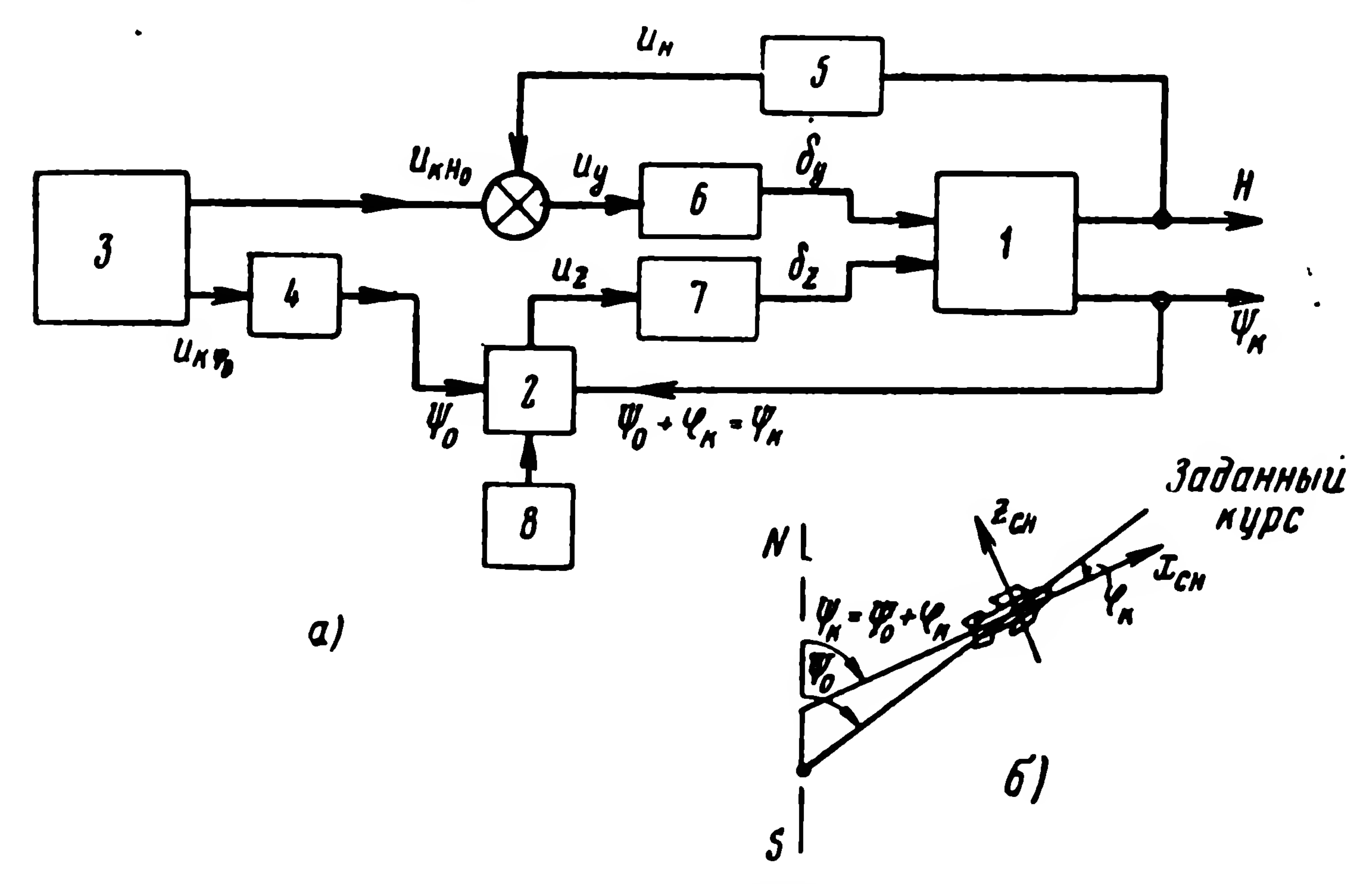


Рис. 1.37. Блок-схема системы программного наведения с использованием атмосферы и магнитного поля Земли:

1 — управляемый снаряд; 2 — автомат стабилизации курса; 3 — программное устройство; 4 — следящая система для управления поворотом потенциометра гироскопа курса; 5 — анероид (датчик высоты H); 6, 7 — силовые приводы и усилители-преобразователи соответственно рулей тангажа и курса; Ψ_0 — курс, задаваемый программным устройством; 8 — датчик магнитного компаса.

коррекции может быть использован магнитный компас. В этом случае получим управление по курсу с помощью гиромагнитного компаса.

Блок-схема системы наведения с использованием анероида и гиромагнитного компаса приведена на рис. 1.37. Цепь стабилизации угла крена на этом рисунке для простоты не показана.

Схема рис. 1.37 соответствует случаю, когда управление полетом происходит как по высоте H_0, так и по курсу Ψ_0. Необходимые законы изменения высоты $H_0(t)$ и курса $\Psi_0(t)$ программное устройство задает в виде командных сигналов $u_{\text{кн}_0}$ и $u_{\text{к}\psi_0}$. Управление высотой

полета снаряда осуществляется с помощью рулей тангажа, а управление курсом — с помощью руля направления.

Если задана траектория с постоянным курсом ($\Psi_0 = \text{const}$), то совпадение действительной и расчетной скоростей полета снаряда необязательно. В подобных условиях, однако, необходимо измерять пройденное расстояние с тем, чтобы контролировать момент достижения снарядом цели. Это расстояние в простейшем случае измеряется аэролагом, представляющим собой, например, пропеллер, вращаемый встречным потоком воздуха, и вычислителем пути в виде счетчика оборотов пропеллера.

Рассмотренная система программного управления по ориентирам, связанным с Землей, характеризуется весьма невысокой точностью наведения, что обусловливается, прежде всего, ошибками из-за боковых сносов снаряда и ошибками в измерении пройденного пути.

3. Астронавигационные системы

Положение любой точки на поверхности земного шара задается ее географическими координатами: широтой $\Phi_ш$ и долготой $\lambda_д$ (пересечением параллели с меридианом).

Если некоторое небесное светило по отношению к данной точке наблюдения на поверхности земного шара находится в зените, то такая точка называется географическим местом светила (ГМС).

Положение определенного небесного светила, наблюдаемого из данной точки на поверхности земного шара, определяется высотой светила $h_{свет}$ (угол между направлением на светило и горизонтом) и азимутом светила $\alpha_{свет}$ (угол между меридианом и линией, соединяющей точку наблюдения с ГМС).

Вследствие вращения Земли ГМС перемещается с определенной скоростью по земной поверхности в направлении земных параллелей. Величина этой скорости зависит от широты и уменьшается с ее увеличением. В любой момент времени географическое место данного небесного светила находится в определенной, заранее известной точке на поверхности земного шара.

В простейшей астронавигационной системе управления используется слежение за звездой по азимуту. Полет

снаряда осуществляется как бы по кривой погони за ГМС.

Основным элементом астронавигационной системы является телескоп, работающий в режиме автоматического слежения за выбранной звездой (наиболее яркие астронавигационные звезды — Полярная, Вега, Капелла и т. д.; наиболее яркие планеты—Марс, Юпитер, Сатурн, Венера). Чувствительный элемент телескопа представляет собой мостовую схему из фотосопротивлений. Изображение светила с помощью оптической системы проектируется на чувствительный элемент. На выходе чувствительного элемента вырабатываются сигналы ошибки, величины которых пропорциональны угловым отклонениям оптической оси телескопа от направления на светило. Сигналы ошибки управляют силовыми приводами, поворачивающими телескоп и направляющими его на светило.

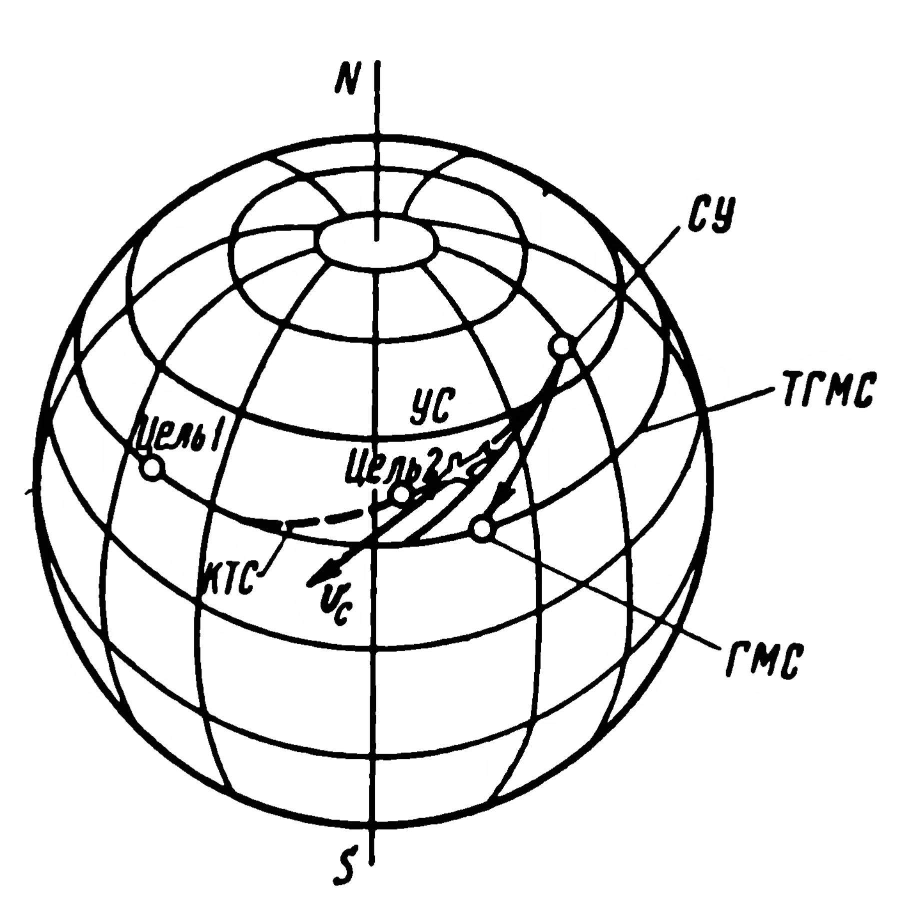


Рис. 1.38. Траектория наведения снаряда на цель при простейшем астронавигационном управлении:

ТГМС — траектория географического места небесного светила; СУ — стартовая установка; УС — управляемый снаряд; ГМС — положение географического места светила в момент старта снаряда; КТС — кинематическая траектория снаряда.

Для пояснения принципа работы простейшей астронавигационной системы управления удобно выбрать звезду, ГМС которой проходит через цель. После старта снаряда система управления направляет его вектор скорости на географическое место светила. Пуск снаряда в заранее рассчитанное время (в соответствии с известным положением ГМС и цели) и полет его с соответствующей скоростью обеспечат прохождение траектории снаряда над целью (рис. 1.38). Подобная система позволяет также осуществлять наведение и на цели, через которые ГМС не проходит (цель № 2 рис. 1.38).

Существенным недостатком этого метода наведения

является значительная криволинейность траектории полета. Кроме того, для определения момента пикирования на цель необходимо, чтобы фактическое значение скорости полета достаточно хорошо совпадало с расчетным значением.

Более совершенно наведение, осуществляемое программной астронавигационной системой.

В такой системе непрерывно вычисляются географические координаты снаряда (широта $\Phi_{шс}$ и долгота $\lambda_{дс}$). Определить эти координаты можно при наблюдении за двумя небесными светилами с помощью двух фотоэлектрических следящих секстантов, установленных на платфоме, стабилизированной в горизонтальном положении. Затем результаты этого наблюдения известными из навигации способами пересчитываются в координаты снаряда.

Напомним, что для определения местоположения точки на поверхности Земли при известном Гринвичском времени достаточно измерить высоту двух светил, а затем решить сферический треугольник. В итоге решения этого треугольника получают широту и долготу точки наблюдения.

Принцип работы программной астронавигационной системы управления основан на сравнении координат действительного местоположения снаряда $\Phi_{шс}$ и $\lambda_{дс}$ с координатами, задаваемыми программным устройством $\Phi_{шо}$ и $\lambda_{до}$. Сигналы ошибки управления, пропорциональные разности между действительными и заданными координатами, воздействуют на автомат стабилизации. В результате снаряд следует по траектории, которая задается предварительно установленной программой.

Преимуществом такой системы управления является постоянная точность определения местоположения снаряда, не зависящая от времени и дальности полета.

Наряду с астронавигационными системами управления, чувствительный элемент которых реагирует на видимый спектр, возможны также радиоастронавигационные системы. Чувствительный элемент последних реагирует на радиочастотные спектры излучения.

Одним из наиболее мощных источников радиоизлучения (в диапазоне от 8 до 12 *см*) является наше

Солнце. Мощные «точечные» источники радиоизлучения с различными спектрами обнаружены также в созвездиях Лебедя, Кассиопеи, Центавра, Тельца и др.

4. Программные инерциальные системы управления

Основными чувствительными элементами инерциальной системы управления являются акселерометры (измерители ускорений). Принцип работы такой системы основан на двойном интегрировании сигналов двух акселерометров, один из которых измеряет ускорение снаряда w_{NS} в направлении север — юг, а другой — в направлении восток — запад w_{OW}.

В результате интегрирования сигналов акселерометров получают значения скоростей v_{NS} и v_{OW} и пройденных расстояний L_{NS} и L_{OW}.

Зная географическое положение места старта снаряда и имея результат интегрирования ускорений, устанавливают действительное местоположение снаряда для любого момента времени в течение всего процесса наведения.

Далее система работает по принципу, общему для всех программных систем управления. Сигнал ошибки управления определяется как величина, пропорциональная разности между действительным положением снаряда и необходимым положением, задаваемым программой.

Особенностью аппаратурного осуществления здесь является необходимость установки акселерометров в точно горизонтальном положении, с тем чтобы гравитационное ускорение не искажало их показаний. Для коррекции положения платформы с акселерометрами, в принципе, может быть использован маятник. Практически, однако, коррекция с помощью маятника при больших скоростях полета дает неудовлетворительные результаты. Поэтому применяется более сложная система, состоящая из платформы с акселерометрами и гиростабилизированной платформы, связанных между собой определенным образом (рис. 1.39).

Платформа с акселерометрами *1*, закрепленная в гиростабилизированной раме *11*, обладает двумя степенями свободы по отношению к гиростабилизированной платформе *2*. Платформа *2* обеспечивает независимость положения, а следовательно, и показаний акселерометров

ров от положения корпуса снаряда в пространстве (на рис. 1.39 x_0x_0 — гиростабилизированная ось, обычно параллельная оси вращения Земли).

Сигналы с акселерометров $K_w w_{NS}$ и $K_w w_{OW}$, где K_w — коэффициент пропорциональности, после двойного интегрирования преобразуются в сигналы, пропорциональные пути, пройденному в направлении север — юг

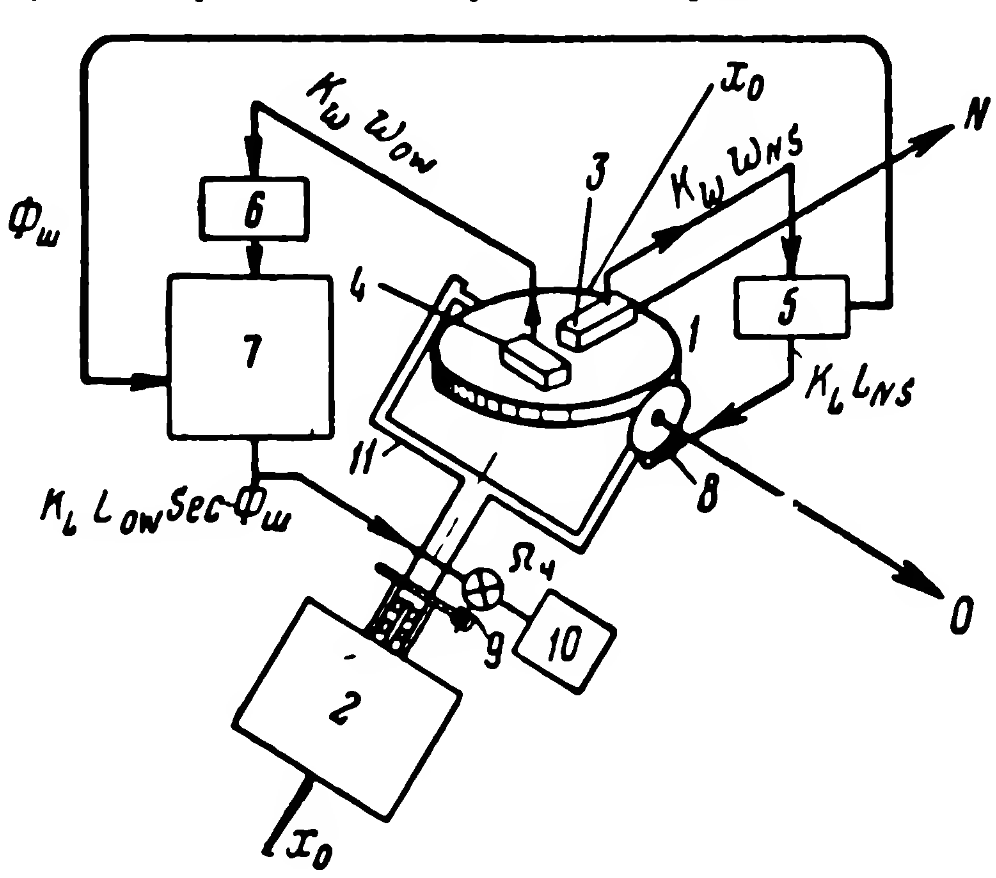


Рис. 1.39. Чувствительное звено системы инерциального управления:

1 — платформа с акселерометрами; *2* — гиростабилизированная платформа; *3* — акселерометр контроля ускорения w_{NS}; *4* — акселерометр контроля ускорения w_{OW}; *5* и *6* — устройства двойного интегрирования; *7* — вычислительное устройство, обеспечивающее умножение на sec $Ф_ш$; *8* и *9* — следящие системы, управляющие положением платформы с акселерометрами (для простоты показаны только электродвигатели этих систем); *10* — часовой механизм; *11* — рамка, ось симметрии которой неподвижна в гиростабилизированной системе координат.

(сигнал $K_L L_{NS}$) и в направлении восток — запад (сигнал $K_L L_{OW}$).

Полученные сигналы, например, в виде напряжений u_{LNS} и u_{LOW} воздействуют затем на двигатели следящих систем *8* и *9*. Эти двигатели поворачивают платформу с акселерометрами на углы, пропорциональные пройденному расстоянию. Коэффициенты усиления в тракте управления положением этой платформы выбраны таким образом, что она поддерживается в горизонтальном положении независимо от движения снаряда относительно Земли. Умножение на sec$Ф_ш$

в тракте сигнала акселерометра направления восток—запад необходимо потому, что, как известно, изменение долготы $\lambda_д$ при движении по параллели, расположенной на широте $\Phi_ш$, определяется формулой

$$\lambda_д = \frac{L_{OW}}{R_{зм} \cos \Phi_ш} = \frac{L_{OW}}{R_{зм}} \sec \Phi_ш, \qquad (1.5.2)$$

где $R_{зм}$ — радиус Земли;

L_{OW} — пройденное расстояние.

Акселерометры измеряют ускорения в «абсолютном» инерциальном пространстве, т. е. без учета вращения Земли. Поэтому в схеме рис. 1.39 предусмотрен часовой механизм. Сигнал этого механизма обеспечивает дополнительный поворот платформы, на которой размещены акселерометры с угловой скоростью $\Omega = 15$ *град/час*, соответствующей скорости вращения Земли.

Сигналы акселерометров используются для управления движением снаряда.

Принцип работы программной инерциальной системы управления поясним на блок-схеме такой системы, приведенной на рис. 1.40.

Акселерометры *3* и *4* поддерживаются в горизонтальном положении с помощью устройства коррекции (рис. 1.39).

Счетнорешающий прибор *12* вычисляет координаты снаряда. Однако вследствие возможных ошибок вычисленные (измеренные) координаты $\lambda_{ди}$ и $\Phi_{ши}$ будут отличаться от действительных $\lambda_{дс}$ и $\Phi_{шс}$.

Программные координаты $\lambda_{д_0}(t)$ и $\Phi_{ш_0}(t)$ (в виде электрических сигналов u_{λ_0} и u_{Φ_0}) и измеренные координаты (в виде электрических сигналов $u_{\lambda_и}$ и $u_{\Phi_и}$) поступают в устройство формирования команд управления *14*. Командный сигнал $u_{кz}$ формируется на основе сравнения программных и измеренных координат снаряда. Этот сигнал через автомат стабилизации курса *2* воздействует на траекторию полета снаряда. В результате устраняются различия программных и измеренных координат.

При известных начальной скорости и местонахождении снаряда между ускорением **w** и фактическими координатами снаряда $\lambda_{дс}$, $\Phi_{шс}$ существует определенная

функциональная зависимость. На рис. 1.40 эта зависимость условно изображена звеном *17*, на выходе которого и получаются фактические координаты снаряда $\lambda_{дс}$, $\Phi_{шс}$ Между фактическими $\lambda_{дс}$, $\Phi_{шс}$ и заданными $\lambda_{до}$, $\Phi_{шо}$

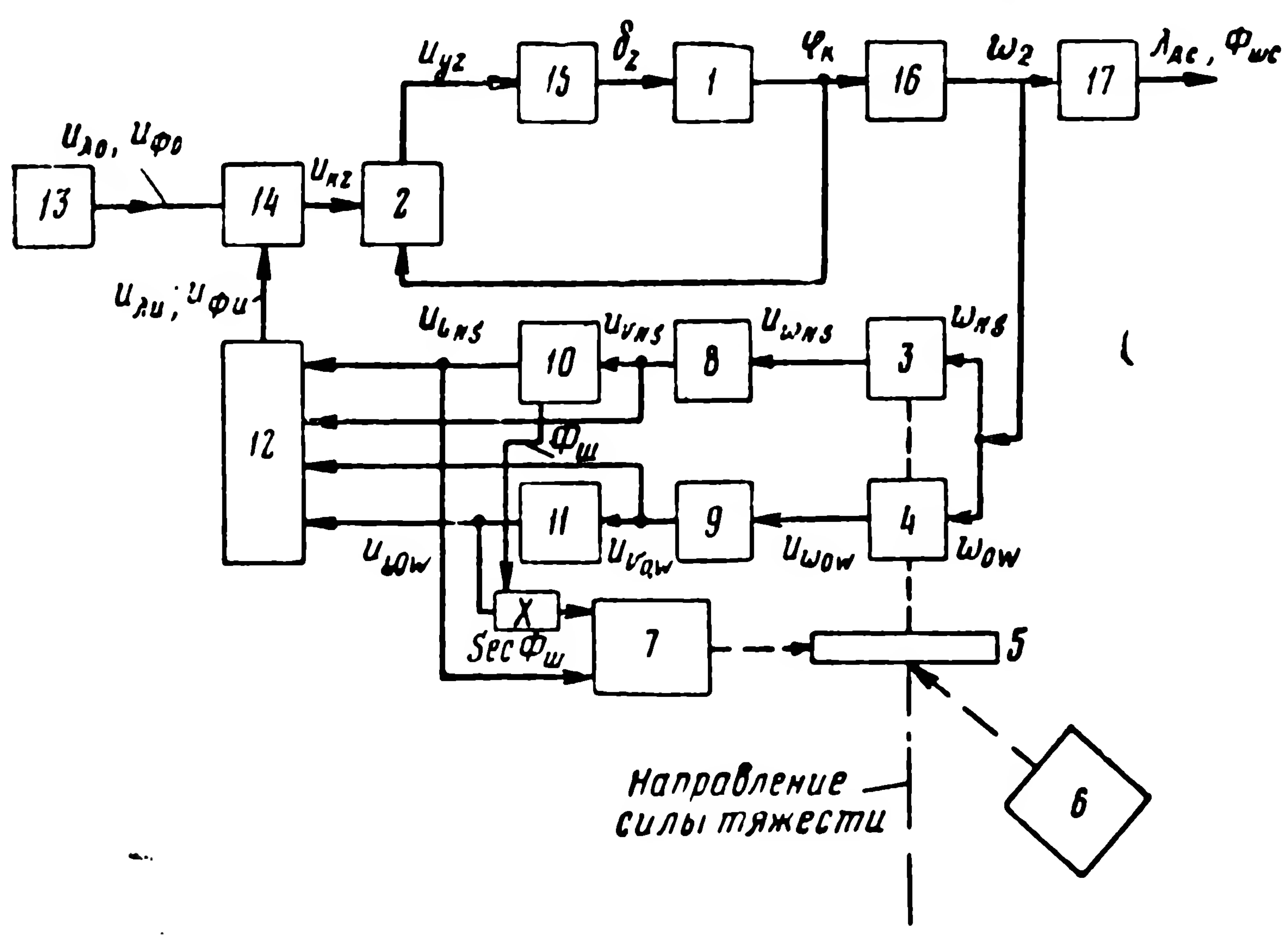


Рис. 1.40. Блок-схема программной инерциальной системы управления: *1* — управляемый снаряд; *2* — гироскопический автомат стабилизации курса; *3* и *4* — акселерометры; *5* — платформа, на которой установлены акселерометры; *6* — гиростабилизированная платформа; *7* — следящая система, управляющая положением платформы с акселерометрами; *8* и *9* — первые интеграторы; *10* и *11* — вторые интеграторы; *12* — счетнорешающий прибор; *13* — программное устройство; *14* — устройство формирования команды управления; *15* — силовой привод к рулевым органам снаряда; *16* — звено, устанавливающее связь между углом поворота корпуса снаряда $\varphi_к$ и поперечным ускорением w_z; *17* — звено, определяющее связь поперечного ускорения с фактическими координатами снаряда $\lambda_{дс}$, $\Phi_{шс}$.

координатами всегда имеется различие из-за ошибок в устройстве управления

$$\Delta\lambda_д = \lambda_{дс} - \lambda_{д0}, \qquad (1.5.3а)$$

$$\Delta\Phi_ш = \Phi_{шс} - \Phi_{ш0}. \qquad (1.5.3б)$$

Существенным недостатком программной инерциальной системы управления является накапливание этих ошибок в процессе полета снаряда.

5. Комбинированные автономные системы управления. Управление на последнем этапе автономного наведения

Каждая из рассмотренных выше систем автономного управления или имеет существенный недостаток или ограничена в своих возможностях.

Так, например, автономная программная гироскопическая система не позволяет ликвидировать боковые сносы снаряда, при которых корпус снаряда перемещается в пространстве без поворотов относительно какой-либо из его осей. Поэтому автономную гироскопическую систему целесообразно применять совместно, например, с инерциальной системой. Подобные комбинированные системы, в частности, используются для управления баллистическими ракетами [13, 19, 46, 67].

В качестве другого примера комбинированных автономных систем управления необходимо остановиться на так называемых астроинерциальных системах. Инерциальные системы, как уже выше было отмечено, обладают существенным недостатком: ошибки управления в них накапливаются со временем. Для устранения этого недостатка инерциальную систему дополняют рассмотренной выше астронавигационной системой, в которой ошибка не зависит от продолжительности полета. Данные о местоположении снаряда, полученные с инерциальной системы (путем интегрирования сигналов акселерометров), сравнивают с данными, полученными от астронавигационной системы, и в случае необходимости корректируют соответствующим образом. В остальном схема астроинерциальной системы управления аналогична схеме инерциальной системы (рис. 1.40). Комбинированная астроинерциальная система может успешно работать и в тех случаях, когда наблюдение за звездами становится невозможным в течение небольших промежутков времени в процессе наведения.

Наконец, применяются также и такие комбинированные системы автономного управления, в которых инерциальная часть корректируется данными (например, данными о скорости), получаемыми с помощью соответствующих радиотехнических устройств. В подобных случаях будем иметь дело с автономной системой радиоуправления [46].

Автономные системы управления наиболее эффективны в случаях, когда они применяются для наведения

снарядов на неподвижные цели, географические координаты которых заранее известны. При определенных условиях подобные системы могут использоваться также для наведения на медленно движущиеся наземные или надводные цели (например, на войсковые соединения или на корабли).

Таким образом, автономные системы управления — это системы управления снарядами вида «земля (море) — земля (море)».

Рассмотрим теперь коротко задачу управления на последнем этапе автономного наведения.

Баллистические ракеты, как правило, управляются только на начальном (активном) участке траектории. Последний этап наведения — это свободное падение.

Самолеты — снаряды, наоборот, управляются в течение всего процесса наведения. Так как географические координаты цели известны, программное устройство позволяет фиксировать условие нахождения самолета-снаряда над целью. В тот момент, когда положение цели, заданное программным устройством, и измеренное положение снаряда определенным образом совпадут, формируется сигнал автономной разовой команды, который переводит снаряд в режим пикирования на цель.

В зависимости от вида и характеристик цели подрыв боевого заряда осуществляется или с помощью дистанционного радиовзрывателя на определенной (заданной) высоте над целью, или за счет непосредственного попадания снаряда в цель, приводящего к срабатыванию контактного взрывателя. Таким образом, управление снарядом на последнем этапе автономного наведения сводится к переводу его в режим пикирования и к управлению взрывом.

В заключение рассмотрения вопросов автономного нерадиотехнического управления следует отметить абсолютную помехозащищенность такого управления (за исключением, быть может, только астронавигационного управления) по отношению к помехам, которые могут быть организованы противником. В случае астронавигационного управления чувствительные элементы реагируют на электромагнитные волны светового диапазона. При определенных условиях подобное управление по крайней мере в принципе может быть нарушено организованными противником помехами,

ГЛАВА ВТОРАЯ

СПОСОБЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ И РАДИОВИЗИРОВАНИЯ

2.1. РАДИОКАНАЛЫ И РАДИОЛИНИИ УПРАВЛЕНИЯ. СПОСОБЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Радиоканалы и радиолинии связи

Назначение радиоканала связи состоит в передаче сообщения от источника (отправителя) сообщения к получателю сообщения. Под сообщением будем понимать последовательность символов алфавита определенного кода *. В этой последовательности отображается передаваемая информация о некотором событии.

Так, например, если информация заключается в известии о результатах спортивного соревнования, передаваемом через радиовещательную станцию, то сообщением будет устная речь. В этом случае можно считать, что диктор преобразует известный ему результат соревнования в последовательность символов, представляющих собой уровни звукового давления. Алфавитом кода здесь является совокупность различных уровней. Информация о результатах соревнования может быть отобра-

* Кодом называется способ представления информации в форме, пригодной для передачи по некоторому каналу. Так, например, устная речь — это такой способ представления информации, который обеспечивает возможность непосредственной передачи по акустическому каналу. Всякий код представляет собой прежде всего определенный алфавит, выражаемый определенными символами (например, алфавит кода Бодо состоит из двух символов; алфавитом кода в случае представления информации в виде текста будет буквенный алфавит, а символами кода — буквы и промежутки между буквами).

жена и печатным текстом, т. е. последовательностью символов, представляющих собой буквы. В этом случае сообщением является печатный текст.

Виды сообщений, передаваемых через радиоканалы, весьма разнообразны (устная речь, музыка, текст телеграмм, фотография, телевизионное изображение и т. д.).

По типу сигналов, которыми представляются сообщения, следует различать два класса сообщений. Одни сообщения представляют собой сигналы* в виде процесса, протекающего во времени (устная речь, музыка и т. д.); другие рассматриваются как сигнал, накопленный в некотором запоминающем устройстве (печатный текст, фотография**, грамзапись и т. д.). Последние, для того чтобы быть переданными через радиоканал, должны предварительно преобразовываться в сигналы, имеющие вид временных последовательностей.

Во многих случаях сообщения, передаваемые через радиоканалы, являются неэлектрическими сигналами (устная речь, текст телеграммы и т. д.). Наряду с такими сообщениями можно также назвать и сообщения, представляющие собой электрические сигналы (сигналы с выхода счетнорешающего устройства, телеизмеряемое напряжение или ток и т. д.).

Чтобы установить некоторые особенности передачи сообщений через радиоканалы, рассмотрим теперь аппаратуру радиоканала связного типа и ее функции.

Радиоканалом связного типа называется совокупность технических устройств, обеспечивающая передачу с определенной скоростью должным образом закодированной последовательности символов, представляющей собой сообщение, получаемое от некоторого источника сообщений. В тех случаях, когда сообщением является последовательность символов в пространстве (например, фотография, телевизионное изображение и т. д.), будем считать, что преобразователь пространственной последовательности символов во временную также входит в радиоканал. Кроме того, в радиоканал входит и трасса, по которой происходит распространение электромагнитных волн от передающей антенны к приемной.

---

* Сигналом называется физический процесс, несущий информацию.

** Фотография может рассматриваться как двумерная последовательность символов.

На рис. 2.1 приведена блок-схема радиоканала связного типа. Блоки *2*, *3* и *4*, *5* будем в совокупности называть радиопередающим трактом, а блоки *7*, *8*, *9*, и *10* — радиоприемным трактом. Следует отметить, что иногда под собственно радиоканалом понимается только совокупность блоков *3*, *4*, *5*, *6*, *7*, *8*, и *9*, т. е. комплекс, состоящий из кодирующего устройства, радиопередающего устройства (модулятор и генератор), передающей и приемной антенн, трассы и радиоприемного устройства

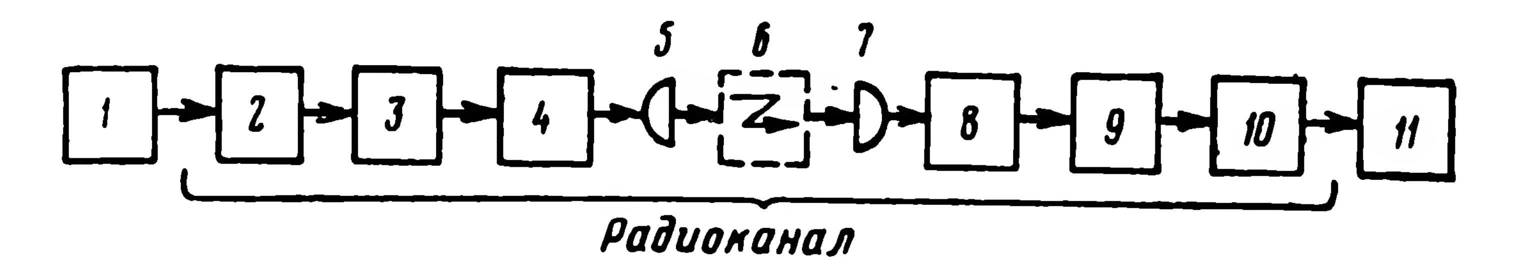


Рис. 2.1. Блок-схема радиоканала связного типа:
1 — источник (отправитель) сообщения; *2* — преобразователь сообщения; *3* — кодирующее устройство; *4* — радиопередающее устройство; *5* — передающая антенна; *6* — трасса радиоканала; *7* — приемная антенна; *8* — приемник; *9* — декодирующее устройство; *10* — восстановитель сообщения; *11* — получатель сообщения.

(приемник и декодирующее устройство). В настоящей книге там, где это специально не оговаривается, под радиоканалом понимается весь комплекс, включающий в себя блоки со *2* по *10* включительно (рис. 2.1). В этом случае можно сказать, что сообщение передается через радиоканал, не делая при этом оговорок о том, что сообщение путем соответствующего преобразования должно быть предварительно подготовлено для такой передачи. При такой трактовке вопроса о составе радиоканалов их удобно классифицировать по видам передаваемых сообщений.

Рассмотрим случай, когда исходное сообщение представляет собой неэлектрический сигнал. Чтобы такое сообщение могло быть передано по радиоканалу, оно должно быть превращено в определенный радиосигнал, что обеспечивается аппаратурой радиопередающего тракта. Между этим радиосигналом и сообщением должно быть однозначное соответствие для того, чтобы на приемном конце радиосигнал снова мог быть превращен в сообщение, правильно отображающее передаваемую информацию. Это обратное превращение производится в аппаратуре радиоприемного тракта.

В радиоканалах связного типа процесс превращения сообщения в радиосигнал в общем случае удобно рассматривать как состоящий из трех операций: кодирования, шифрации и модуляции *.

Шифрация в принципе не является обязательной; эта операция имеет своей целью повышение помехоустойчивости или используется для разделения каналов. Вопросы шифрации пока рассматривать не будем. Поэтому шифрирующее устройство (шифратор) и дешифрирующее устройство (дешифратор) в блок-схеме рис. 2.1 для простоты опущены.

Кодированием, как известно, называется преобразование, в результате которого код с одним физическим алфавитом и числом символов, выражающих этот алфавит, заменяется кодом с другим физическим алфавитом и другим числом символов, более удобными для дальнейшей передачи по каналу. В частных случаях при кодировании может изменяться только физическая форма алфавита или только число символов. Обязательным условием правильного кодирования является сохранение передаваемой информации.

Подвергающийся преобразованию код называют входным (первичным), а вновь сформированный (в результате преобразования) код — выходным (вторичным).

В кодирующих устройствах, входящих в состав радиоканалов, алфавит выходных кодов выражен электрическими символами (уровни напряжения, импульсы тока, электрические колебания различных частот и т. д.). Алфавит входного кода, поступающего в эти устройства, может быть выражен как электрическими, так и неэлектрическими символами (речь, печатный текст, механическое перемещение и т. д.).

Под преобразователем сообщений (блок *2* рис. 2.1) будем теперь понимать такое кодирующее устройство, которое обеспечивает преобразование неэлектрической величины—передаваемого сообщения **, в соответствующую электрическую величину. Так, например, при пере-

---

* Строго говоря, шифрация и модуляция представляют собой виды кодирования.

** В тех случаях, когда передаваемое сообщение представляет собой электрическую величину, преобразователь сообщений не нужен.

даче музыки или речи преобразователем сообщений является микрофон. Следовательно, преобразователь сообщения является таким кодирующим устройством, в котором алфавит входного кода выражен неэлектрическими символами, а алфавит выходного — электрическими.

В простейших радиотелефонных каналах с амплитудной модуляцией, а также и в некоторых других случаях необходимость в другом кодирующем устройстве (кроме преобразователя сообщений) отсутствует. После преобразователя сообщений здесь может непосредственно следовать радиопередающее устройство.

Дополнительное кодирующее устройство будет, например, необходимо в случае передачи речи с помощью кодово-импульсной модуляции (КИМ). Символами алфавитов входного и выходного кодов для этого дополнительного кодирующего устройства будут электрические величины. В дальнейшем мы будем использовать более узкое определение кодирующего устройства радиопередающего тракта, называя так только часть этого устройства, у которого алфавиты входного и выходного кодов выражены электрическими символами (на рис. 2.1 блок *3*).

Декодирующее устройство (на рис. 2.1 блок *9*) в радиоканалах связного типа обеспечивает преобразование, обратное преобразованию, осуществляемому в кодирующем устройстве. Декодирующее устройство в таких радиоканалах является необходимым только при наличии в радиопередающем тракте кодирующего устройства.

Радиолиния представляет собой совокупность определенного числа независимых и параллельно работающих радиоканалов, по каждому из которых передается отдельное сообщение*. Число сообщений, одновременно передаваемых через радиолинию, определяет число ее радиоканалов. На рис. 2.2 для примера приведена блок-схема n-канальной радиолинии.

По сравнению с отдельным радиоканалом (рис. 2.1) в состав аппаратуры такой радиолинии дополнительно

* Радиолинией также называют и цепочку, состоящую из нескольких последовательно включенных радиоканалов, по которой передается одно сообщение. Подобные радиолинии используются, например, для целей ретрансляции.

входят: суммирующее устройство (обеспечивающее модуляцию передатчика сигналом, отображающим все сообщения) и разделительное (селектирующее) устройство. Последнее по тем или иным признакам обеспечивает разделение сигналов отдельных каналов.

Приемник, декодирующее устройство и селектор каналов в совокупности будем называть радиоприемным устройством радиолинии.

В общем случае приемный тракт радиоканала любого типа включает в себя и восстановитель сообщения,

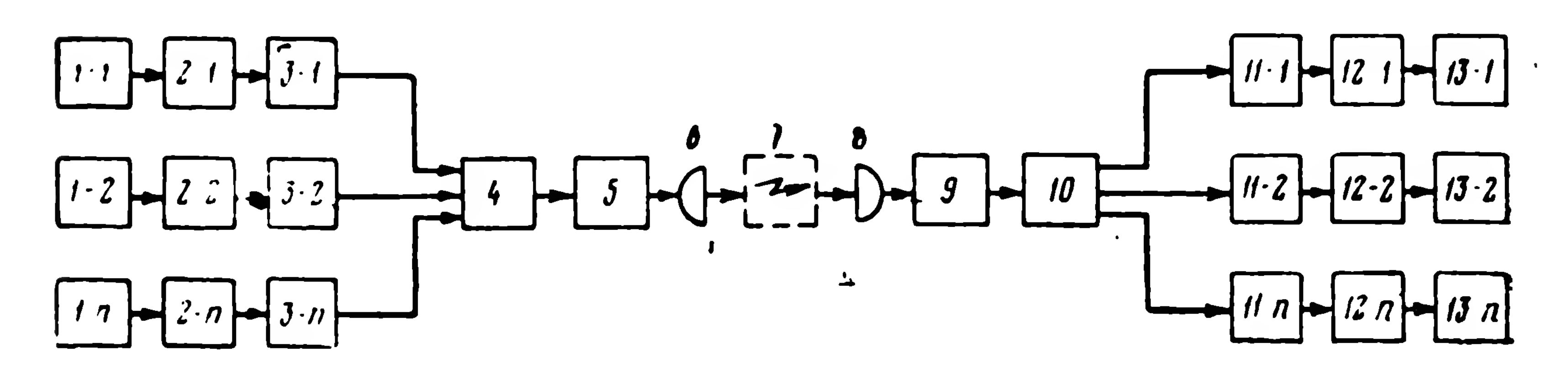


Рис. 2.2. Блок-схема *n*-канальной радиолинии:

1-(*1*, *2*, ..., *n*) — источники сообщения; *2*-(*1*, *2*, ..., *n*) — преобразователи сообщений; *3*-(*1*, *2*, ..., *n*) — кодирующие устройства; *4* — суммирующее устройство; *5* — радиопередающее устройство; *6* — передающая антенна; *7* — трасса радиолинии; *8* — приемная антенна; *9* — приемник; *10* — разделитель (селектор) каналов; *11*-(*1*, *2*, ..., *n*) — декодирующие устройства; *12*-(*1*, *2*, ..., *n*) — восстановители сообщений; *13*-(*1*, *2*, ..., *n*) — получатели сообщений.

с выхода которого сообщение поступает к получателю сообщений. Восстановитель сообщений в простейших случаях выполняет операцию, обратную операции, осуществляемой в преобразователе сообщений. При приеме, например, музыки, речи восстановитель сообщений — это громкоговоритель, а при приеме телевизионной программы восстановителем сообщения служит электронно-лучевая трубка. В радиотелеграфии восстановитель сообщения — телеграфный аппарат, в радиолокации (исключая системы с автослежением) и в радионавигации — индикаторное устройство и т. д. Во всех этих случаях получателем сообщения является человек: телезритель, корреспондент, оператор и т. д. Если исключить специальные случаи, то восстановителем сообщения можно назвать устройство, преобразовывающее выходной электрический сигнал радиоприемного устройства в неэлектрическую величину, которую может принять получатель сообщения.

Классификация радиоканалов и радиолиний по признаку назначения (широковещание, телевидение, радиотелеграфия, радиолокация, радионавигация, радиоуправление, радиотелеметрия и т. д.) основана в конечном итоге на различии получаемых сообщений, а следовательно и на различии восстановителей сообщений.

2. Каналы радиоуправления

В работах [8, 13, 82] отмечается, что характерная особенность каналов радиоуправления состоит в том, что принятое сообщение затем реализуется без участия или вмешательства человека. Сообщениями в каналах радиоуправления являются команды управления. Поэтому вместо термина «получатель сообщений» здесь правильнее использовать термин «исполнитель команд», а вместо термина «преобразователь сообщений» — термин «датчик команд».

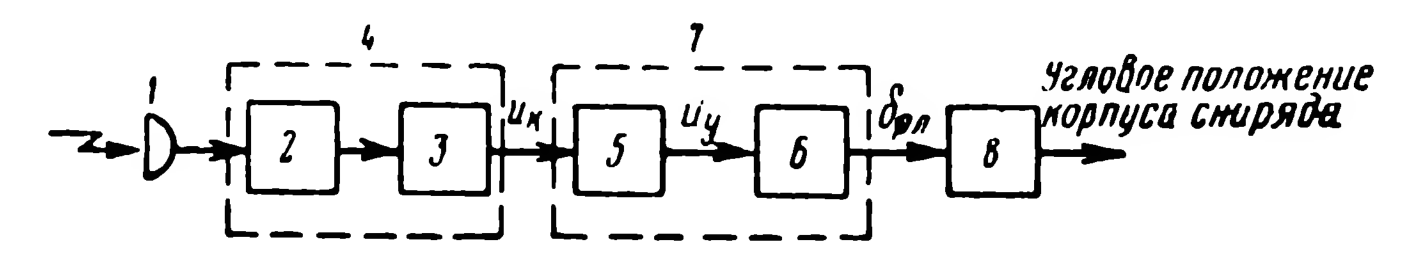


Рис. 2.3. Блок-схема радиоприемного тракта канала радиоуправления при непосредственном управлении:

1 — приемная антенна; 2 — приемник; 3 — декодирующее устройство; 4 — радиоприемное устройство; 5 — усилитель-преобразователь; 6 — силовой привод; 7 — восстановитель команд; 8 — корпус снаряда.

Исполнителем команд здесь является управляемый снаряд.

В простейшем случае, когда управление снарядом осуществляется при непосредственном воздействии командного сигнала на рулевые органы, блок-схема радиоприемного тракта принимает вид, приведенный на рис. 2.3. В подобных случаях можно условно считать, что восстановителем команд является совокупность из усилителя-преобразователя и силового привода, выходной величиной которого является угол поворота руля.

В общем случае блок-схема радиоприемного тракта канала радиоуправления имеет вид, приведенный на рис. 2.4.

Управляемый снаряд совместно с автоматом стабилизации по существу является одновременно и исполни-

телем и восстановителем сообщений (команд).

Сообщение в различных точках радиоканала выражается различными физическими величинами (рис. 2.3 и 2.4). В точке пространства, в которой расположена приемная антенна, имеется «сигнал в месте приема». После приемной антенны он преобразуется в «сигнал на входе приемника». На выходе приемника получается «командный сигнал» $u_к$, который затем преобразуется

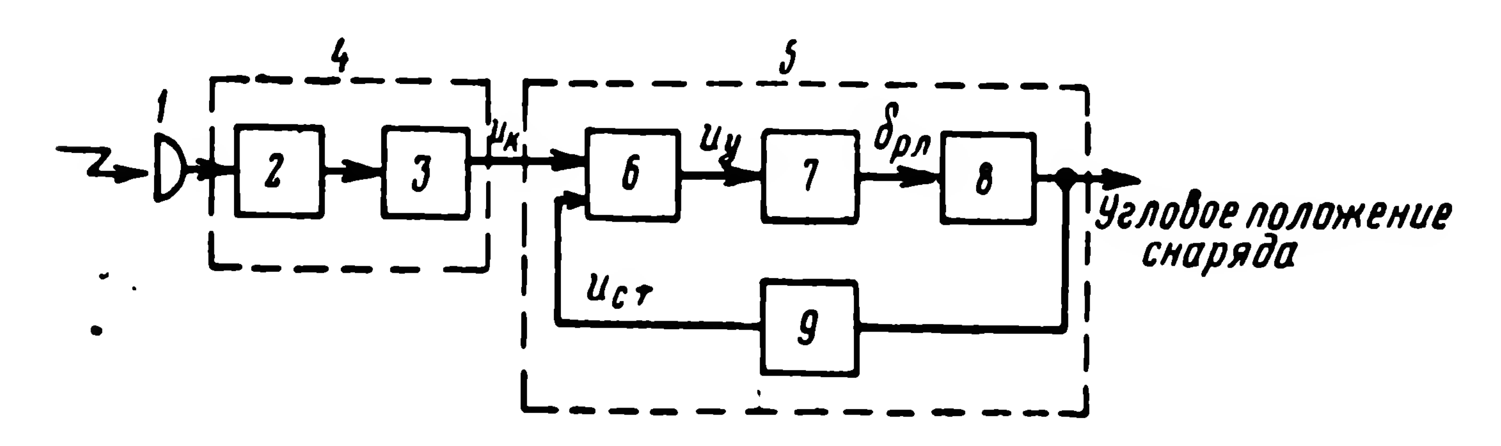


Рис. 2.4. Блок-схема радиоприемного тракта канала радиоуправления при управлении снарядом через автомат стабилизации:

1 — приемная антенна; 2 — приемник; 3 — декодирующее устройство; 4 — радиоприемное устройство; 5 — управляемый снаряд; 6 — усилитель-преобразователь; 7 — силовой привод; 8 — корпус снаряда; 9 — автомат стабилизации.

в «управляющий сигнал» $u_у$. Управляющий сигнал вызывает соответствующие перемещения рулевых органов $\delta_{рл}$, в результате чего изменяются координаты снаряда. На рис. 2.4 дополнительно показан стабилизирующий сигнал $u_{ст}$.

Схема, приведенная на рис. 2.3, характерна для управляемых объектов, не требующих гироскопической стабилизации корпуса (танки, некоторые типы снарядов, морские катера и т. д.). Схема рис. 2.4, наоборот, характерна для управления полетом снарядов с гироскопической стабилизацией корпуса в пространстве.

В дальнейшем, в основном, будет рассматриваться эта схема.

Командный сигнал так же, как и управляющий сигнал, представляет собой напряжение (или ток) определенной формы. Значение сигнала команды (или сигнала, из которого формируется команда) на входе приемника заключено в параметрах несущего колебания. Такими параметрами могут быть: амплитуда, частота и фаза этого колебания (при непрерывном излучении радиосигнала) или, кроме того, временное расположение, ча-

стота и длительность радиоимпульсов (при импульсном излучении радиосигнала).

В заключение настоящего раздела необходимо отметить, что каналы радиоуправления используются не только для управления движением объектов. Исполнителями команд могут быть также и устройства, выполняющие ту или иную определенную функцию (например, реле, включающее цепи детонатора в системе ликвидации снаряда, и т. д.).

3. Формирование команд управления

Назначение радиоканала управления движением объекта состоит в передаче команды управления или в формировании командного сигнала*. В последнем случае формирование команды управления осуществляется соответствующим преобразованием командного сигнала.

Значение команды должно быть функционально связано с величиной ошибки управления, возникающей в процессе наведения снаряда на цель. Ошибка управления является результатом возмущения траектории полета снаряда. Причины возникновения подобного возмущения могут быть самыми разнообразными, как, например, маневрирование цели, наличие начальной ошибки прицеливания, эксцентриситет тяги двигателя, собственные шумы радиоканала, внешние радиопомехи, порывы ветра и т. д.

В результате воздействия команд управления на снаряд обеспечивается его следование по траектории, определяемой используемым методом наведения.

В общем случае схема формирования команды управления может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.5. Здесь X_0 — необходимое значение некоторого параметра траектории снаряда, определяемой используемым методом наведения; X_c — фактическое значение этого параметра в данный момент времени. Разница между необходимым и фактическим значениями пара-

---

* В соответствии с принятой терминологией понятия сигнала команды управления и командного сигнала в общем случае неидентичны. Однако во многих конкретных задачах понятия сигнала команды управления и командного сигнала оказываются эквивалентными.

метра траектории снаряда $X_0—X_c$ является ошибкой управления ΔX_c. Сигнал команды управления $u_{к_0}$ должен формироваться как некоторая функция ошибки управления. Поскольку, однако, на систему управления всегда действуют различные помехи $X_{пх}$, то фактически

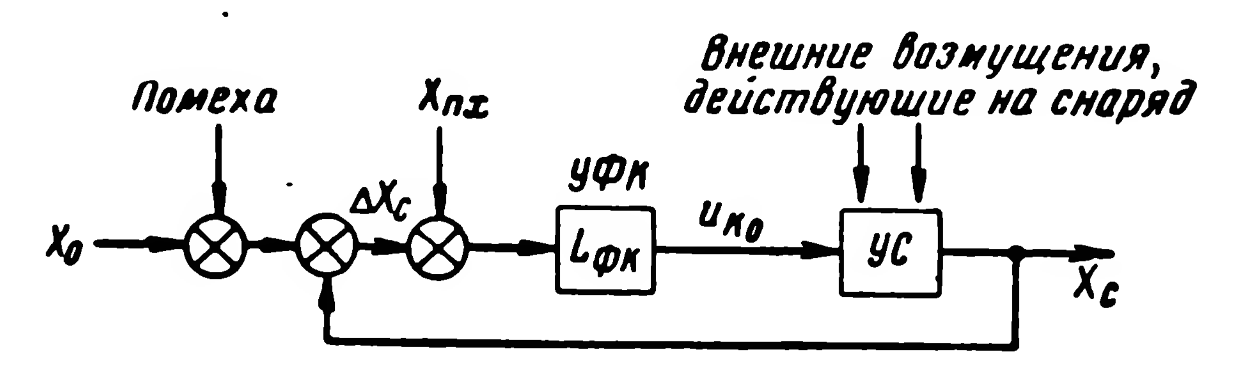


Рис. 2.5. Схема формирования сигналов команд управления:

УС — управляемый снаряд; УФК — устройство формирования сигналов команд.

сигнал команды управления будет формироваться согласно следующему уравнению:

$$u_{к_0} = L_{фк}(\Delta X_c + X_{пх}),$$

где $L_{фк}$ — некоторый, в общем случае нелинейный, интегро-дифференциальный оператор с переменными коэффициентами.

В настоящем разделе мы будем идеализировать систему управления, полагая, что помехи в ней отсутствуют ($X_{пх}=0$) и сигнал команды определяется только ошибкой управления.

Для обеспечения наведения по кинематическим траекториям, рассмотренным в гл. 1, в принципе достаточно контролировать или только направление вектора скорости снаряда, или только линейную составляющую ошибки управления. Первый случай имеет место при двухточечном наведении, а второй — при трехточечном.

При двухточечном наведении ошибка управления может определяться как угол $\Delta\beta_c$ между необходимым (соответствующим движению по кинематической траектории) направлением вектора скорости снаряда $\mathbf{v}_{c_0}$ в данной точке фактической траектории и действительным направлением этого вектора $\mathbf{v}_c$. Такое определение ошибки управления иллюстрируется рис. 2.6. На этом рисунке точка Q соответствует местонахождению упреж-

денной точки, а при наведении по кривой погони—местонахождению цели.

В случае наведения по кривой погони ошибка управления равна углу упреждения, а при наведении методом параллельного сближения — отклонению вектора скорости снаряда от направления в упрежденную точку Q.

Систему координат, в которой определяется ошибка управления, будем называть измерительной системой координат, обозначая ее через O; $x_и$; $y_и$; $z_и$. Одну из осей

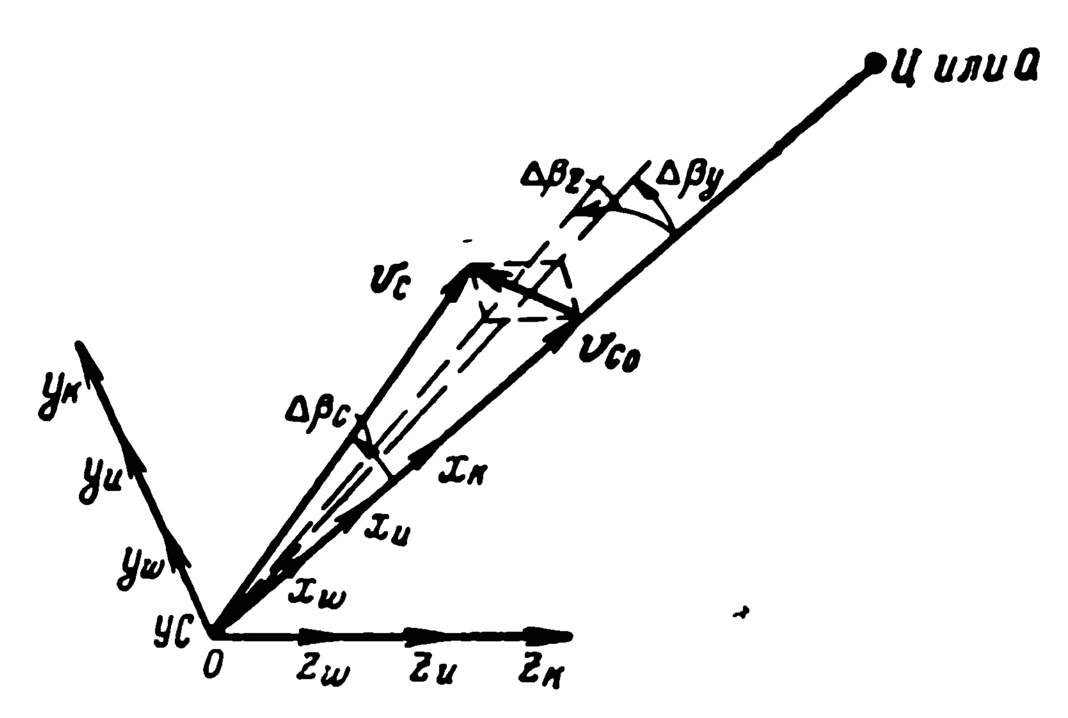


Рис. 2.6. К определению ошибки управления при двухточечном наведении:

Q—точка встречи снаряда и цели; УС—управляемый снаряд; $Ц$—цель.

этой системы координат (например, ось $x_и$) обычно удобно направлять вдоль вектора $\mathbf{v}_{c_0}$. В такой системе координат ошибка управления $\Delta\beta_c$ будет являться пространственной угловой координатой вектора $\mathbf{v}_c$. Подобная пространственная координата определяется ее двумя взаимно перпендикулярными компонентами $\Delta\beta_y$ и $\Delta\beta_z$ (рис. 2.6).

При декартовом управлении и двухточечном наведении сигнал команды имеет две составляющие

$$u_{\text{к}y_0} = L_y \Delta\beta_y, \qquad (2.1.1а)$$

$$u_{\text{к}z_0} = L_z \Delta\beta_z, \qquad (2.1.1б)$$

где L_y и L_z — соответствующие операторы;

$u_{\text{к}y_0}$ и $u_{\text{к}z_0}$ — сигналы команд соответственно тангажа и курса.

В общем случае операторы L_y и L_z могут быть и нелинейными.

В простейшем случае операторы L_y и L_z заменяются коэффициентами пропорциональности K_{y1} и K_{z1} и соотношения (2.1.1) принимают вид

$$u_{\text{к}y_0} = K_{y_1}\Delta\beta_y, \qquad (2.1.2а)$$

$$u_{\text{к}z_0} = K_{z_1}\Delta\beta_z. \qquad (2.1.2б)$$

Полный сигнал команды управления при декартовом управлении условно можно рассматривать как «комплексную» величину

$$\mathbf{u}_{\text{к}_0} = u_{\text{к}y_0} + ju_{\text{к}z_0}, \qquad (2.1.3)$$

определяемую в некоторой декартовой системе координат, которую будем называть командной системой координат и обозначать через O; $x_\text{к}$; $y_\text{к}$; $z_\text{к}$.

В случае полярного управления в качестве измерительной и командной систем координат целесообразнее выбирать полярные координаты.

В идеальной системе управления оси измерительной, командной и исполнительной систем координат должны быть взаимно параллельными; рис. 2.6 и соответствует случаю такого идеального управления. Практически, однако, параллельность осей этих систем координат при определенных условиях нарушается. Возникает так называемое взаимное «скручивание» осей измерительной, командной и исполнительной систем координат. Вопрос о скручивании подробнее рассматривается в § 2.4 настоящей главы.

Перейдем теперь ко второму случаю формирования команд управления, соответствующему трехточечному наведению. К этому случаю, в частности, относятся и многие варианты осуществления наведения по фиксированным траекториям. Измерение направления вектора скорости снаряда в принципе здесь не нужно.

Сигнал команды управления должен формироваться как величина, пропорциональная линейной составляющей ошибки управления, т. е. пропорциональная отклонению фактического местонахождения снаряда от заданной линии. Подобный способ формирования сигнала

команды поясняется рис. 2.7. Начало измерительной системы координат O; $x_и$; $y_и$; $z_и$ совмещено с пунктом управления. Ошибкой управления можно считать [8] радиус-вектор $\mathbf{r}_c$. В измерительной системе координат

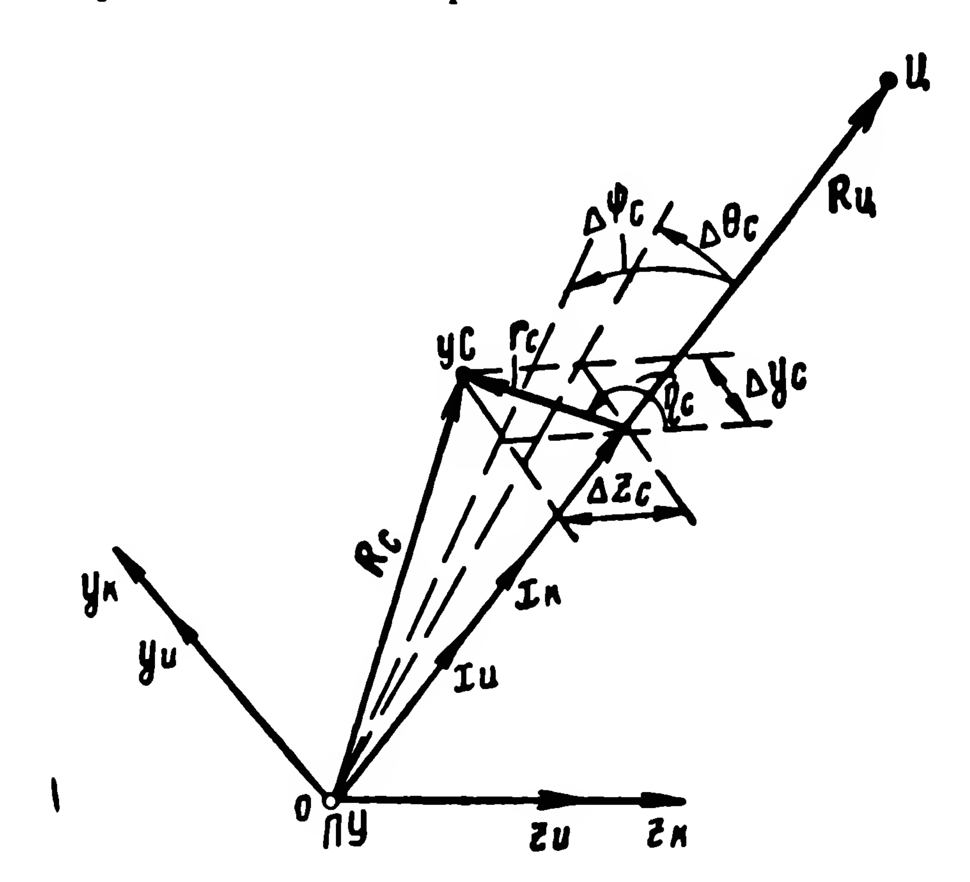


Рис. 2.7. К определению ошибки управления при трехточечном наведении:

Ц — цель; УС — управляемый снаряд; ПУ — пункт управления.

O; $x_и$; $y_и$; $z_и$ этот радиус-вектор определяется двумя компонентами

$$\Delta y_c = |\mathbf{r}_c| \sin \eta_c, \tag{2.1.4а}$$

$$\Delta z_c = |\mathbf{r}_c| \cos \eta_c, \tag{2.1.4б}$$

где угол η_c определяет положение радиус-вектора $\mathbf{r}_c$ в плоскости, перпендикулярной оси $x_и$.

В полярной измерительной системе координат для радиус-вектора $\mathbf{r}_c$ имеем

$$\mathbf{r}_c = |\mathbf{r}_c| e^{j\eta_c}. \tag{2.1.5}$$

При трехточечном наведении и декартовом управлении сигнал команды должен иметь следующие две составляющие:

$$u_{ky_0} = L'_y \Delta y_c, \tag{2.1.6а}$$

$$u_{kz_0} = L'_z \Delta z_c, \tag{2.1.6б}$$

а в случае полярного управления — также две составляющие, но другого вида

$$u_{\text{к}w_0} = L_w |\mathbf{r}_\text{с}|, \qquad (2.1.7\text{а})$$

$$u_{\text{к}\gamma_0} = L_\gamma \left(\eta_\text{с} - \frac{\pi}{2}\right), \qquad (2.1.7\text{б})$$

где $u_{\text{к}y_0}$ и $u_{\text{к}w_0}$ — сигналы команды тангажа;

$u_{\text{к}z_0}$ — сигнал команды курса;

$u_{\text{к}\gamma_0}$ — сигнал команды крена;

L'_y, L'_z, L_w, L_γ — соответствующие операторы.

Полный „комплексный" командный сигнал записывается в виде соотношения (2.1.3) или в виде

$$\mathbf{u}_{\text{к}_0} = |\mathbf{u}_{\text{к}_0}| e^{j(\gamma_\text{с} + \pi)}. \qquad (2.1.8)$$

Ошибка управления определяется через угловые координаты снаряда $\Delta_{\theta_\text{с}}$ и $\Delta\psi_\text{с}$ (рис. 2.7). Если отклонение снаряда $r_\text{с}$ от линии пункт управления — цель невелико (по сравнению с расстоянием пункт управления — снаряд), то

$$\Delta y_\text{с} \approx \Delta\theta_\text{с} R_\text{с}, \qquad (2.1.9\text{а})$$

$$\Delta z_\text{с} \approx \Delta\psi_\text{с} R_\text{с}, \qquad (2.1.9\text{б})$$

где $R_\text{с}$ — расстояние пункт управления — снаряд.

Соотношения (2.1.6) для рассматриваемого метода измерения ошибки управления следует переписать в следующем виде:

$$u_{\text{к}y_0} = L'_y [R_\text{с}(t) \Delta\theta_\text{с}(t)], \qquad (2.1.10\text{а})$$

$$u_{\text{к}z_0} = L'_z [R_\text{с}(t) \Delta\psi_\text{с}(t)], \qquad (2.1.10\text{б})$$

где учтено, что расстояние пункт управления — снаряд в процессе наведения снаряда на цель, как правило, изменяется в определенных пределах. В некоторых случаях изменением этого расстояния в первом приближении можно пренебречь. Для таких случаев выражения (2.1.10) принимают вид

$$u_{\text{к}y_0} = \bar{R}_\text{с} L'_y \Delta\theta_\text{с}, \qquad (2.1.11\text{а})$$

$$u_{\text{к}z_0} = \bar{R}_\text{с} L'_z \Delta\psi_\text{с}, \qquad (2.1.11\text{б})$$

где $\bar{R}_\text{с}$ — некоторое среднее значение расстояния пункт управления—снаряд в процессе наведения.

Для того чтобы формировать сигналы команд управления согласно уравнениям (2.1.10), необходимо знать дальность $R_c(t)$. В некоторых случаях [46] функция $R_c(t)$ вырабатывается с помощью программного механизма, установленного на снаряде.

В наиболее простых вариантах трехточечного наведения операторы L можно заменить постоянными коэффициентами передачи K. Тогда соотношения (2.1.6) и (2.1.7) принимают соответственно следующий вид:

$$u_{\text{к}\,y_0} = K'_{y_1} \Delta y_c, \qquad (2.1.12а)$$

$$u_{\text{к}\,z_0} = K'_{z_1} \Delta z_c, \qquad (2.1.12б)$$

$$u_{\text{к}w_0} = K_w |\bar{\mathbf{r}}_c|, \qquad (2.1.13а)$$

$$u_{\text{к}\gamma_0} = K_\gamma \left(\eta_c - \frac{\pi}{2}\right), \qquad (2.1.13б)$$

а вместо (2.1.10) будем иметь

$$u_{\text{к}\,y_0} = R_c(t) K'_{y_2} \Delta\theta_c(t), \qquad (2.1.14а)$$

$$u_{\text{к}\,z_0} = R_c(t) K'_{z_2} \Delta\psi_c(t). \qquad (2.1.14б)$$

4. Способы радиоуправления

С точки зрения проектирования радиотехнических устройств удобно использовать следующую классификацию способов радиоуправления [12, 51, 85]:

— радиотелеуправление,
— радиотеленаведение,
— самонаведение,
— автономное радиоуправление,
— комбинированное управление.

Радиотелеуправление и радиотеленаведение представляют собой две разновидности способа наведения с пункта управления. В обоих случаях на вход бортовых приемных устройств каналов радиоуправления радиосигналы поступают непосредственно от пункта управления. Отличие радиотелеуправления от радиотеленаведения состоит в следующем. В первом случае несущее колебание модулируется сигналом команды

в передающем тракте пункта управления. Во втором случае несущее колебание оказывается промодулированным соответствующим сигналом только в месте приема.

При самонаведении на вход приемника поступает сигнал, принимаемый с направления от цели. Модуляция несущего колебания сигналом, из которого затем формируется команда, происходит только на борту снаряда после приемной антенны.

В случае автономного радиоуправления на входе приемника имеем сигнал, поступающий к снаряду от определенного ориентира. В отличие от самонаведения и радиотеленаведения модулирующий сигнал здесь не связан ни с целью, ни с пунктом управления. В процессе наведения снаряда на цель при комбинированном управлении последовательно используются различные способы радиоуправления. Например, применяется радиотелеуправление на втором этапе наведения и самонаведение на третьем этапе. Возможно также и параллельное использование различных способов радиоуправления.

Радиотелеуправление

Радиотелеуправление (или командное управление) может быть использовано для управления как перемещением движущегося объекта (снаряда, самолета, танка, корабля и т. д.), так и работой неподвижного в пространстве агрегата (например, по каналу радиотелеуправления можно управлять режимом работы автономной радиостанции) [93].

При радиотелеуправлении снарядом ошибка управления определяется (контролируется) с помощью средств визирования снаряда и цели. На пункте управления, в соответствии с выбранным законом формирования команды, оператором или в соответствующем управляющем счетнорешающем приборе формируется команда, которая затем передается через радиоканал. В результате исполнения управляемым снарядом переданной команды обеспечивается необходимое исправление траектории его полета. Таким образом, канал радиотелеуправления — это канал передачи команд, формирование которых осуществляется вне этого канала.

Если трасса радиоканала проходит в свободном про-

странстве, и какие-либо мешающие радиосигналы отсутствуют, то излучаемый сигнал и сигнал на входе приемника полностью идентичны по частотному составу или временной структуре (с точностью до поправки на эффект Допплера). Поэтому канал радиотелеуправления является каналом связного типа. Несущее колебание канала радиотелеуправления модулируется сигналом, отображающим команду, в аппаратуре пункта управления.

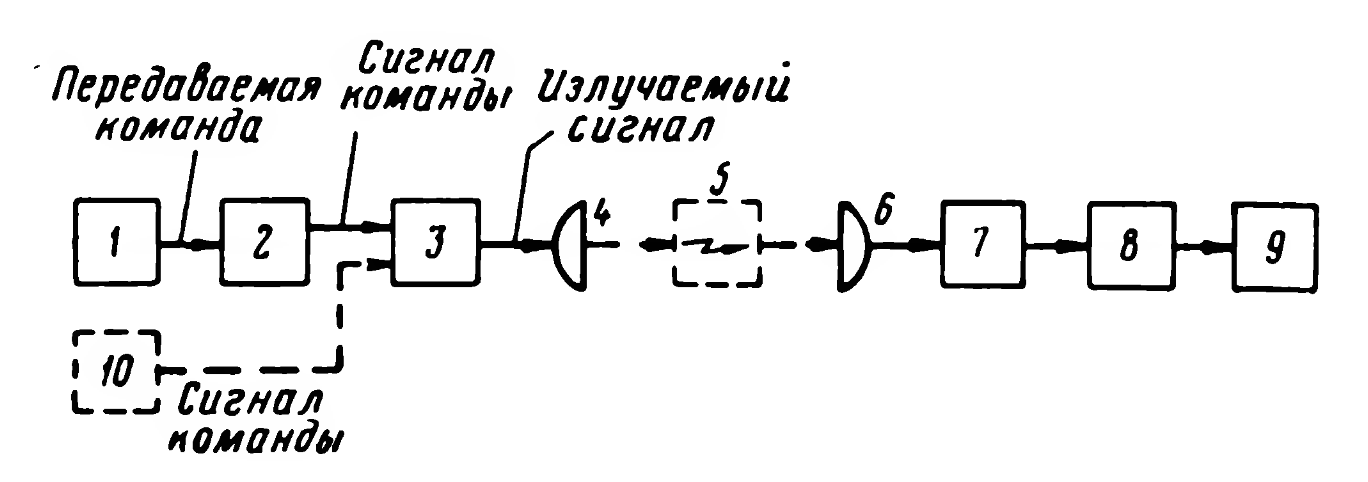


Рис. 2.8. Блок-схема канала радиотелеуправления:

1 — источник команд (оператор); 2 — датчик команд; 3 — кодирующее и радиопередающее устройства; 4 — передающая антенна; 5 — трасса радиоканала; 6 — приемная антенна; 7 — приемник и декодирующее устройство; 8 — усилитель-преобразователь и силовой привод; 9 — исполнитель команд (управляемый снаряд); 10 — управляющий счетнорешающий прибор, формирующий сигнал команды.

На пункте управления размещается весь радиопередающий тракт, на управляемом объекте — радиоприемный. Возможная блок-схема канала радиотелеуправления приведена на рис. 2.8. Приемник и декодирующее устройство на этой схеме для простоты объединены в один блок. То же самое сделано и с передающим и кодирующим устройствами.

Если источником команд является оператор (случай ручного управления), то датчик команд обеспечивает преобразование неэлектрической величины, например угла поворота ручки датчика, в электрический сигнал команды. В случае автоматического управления сигналы команд формируются в счетнорешающем устройстве (рис. 2.8, звено *10*). Подобное счетнорешающее устройство называют устройством формирования команд или, иногда, управляющей машиной наведения.

Радиотелеуправление, в принципе, может быть использовано для управления движением снаряда по любым траекториям наведения.

Радиотеленаведение

Радиотеленаведение, иногда называемое также наведением по радиолучу или радиозоне, применяется только для управления движением различных объектов [12, 13, 28].

Электромагнитное колебание, излучаемое антенной радиопередающего устройства пункта управления, сиг-

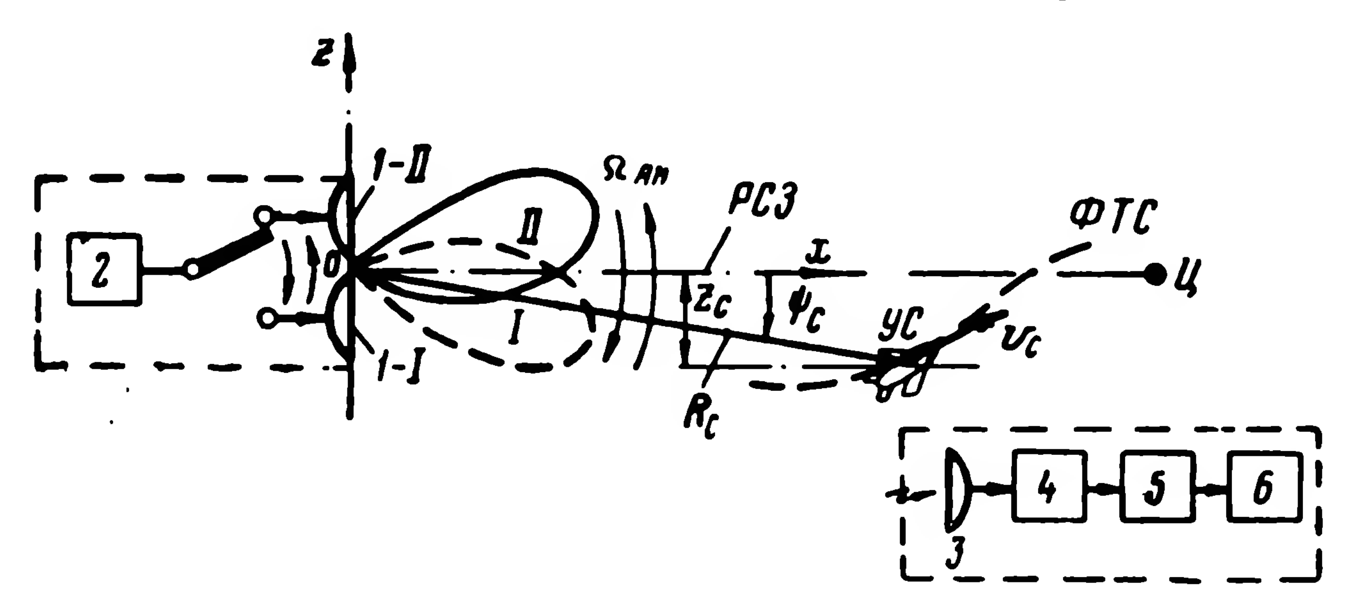


Рис. 2.9. Функциональная схема управления в радиозоне:

1-I и *1-II* — коммутируемые передающие антенны; *2* — радио передающее устройство; *3* — приемная антенна; *4* — радиоприемное устройство; *5* — усилитель-преобразователь и силовой привод; *6* — исполнитель команд; *7* — аппаратура пункта управления; (*3*, *4*, *5* — бортовое оборудование управляемого снаряда).

УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; РСЗ — равносигнальная плоскость (радиозона); ФТС — фактическая траектория снаряда.

налом команды не промодулировано. Формирование команды осуществляется в последующих участках тракта канала радиотеленаведения.

Для наглядности рассмотрим два простейших примера практической реализации способа радиотеленаведения: радиоуправление с помощью равносигнальной зоны, созданной методом амплитудной модуляции и радиоуправление с помощью равносигнальной зоны, созданной методом фазовой (временной) модуляции.

Функциональная схема простейшего варианта управления в равносигнальной зоне с амплитудной модуляцией приведена на рис. 2.9. Управление, осуществляемое по этой схеме, обычно называют **управлением в радиозоне**. Равносигнальная зона в данном случае представляет собой плоскость (**плоскость радиозоны**). Диаграмма направленности антенной системы на пункте управления периодически с часто-

той $\Omega_{АН}$ «переключается» в положения *I* и *II*. Командный сигнал появляется только в том случае, когда управляемый снаряд отклоняется от плоскости радиозоны на некоторый угол ψ_c. При нахождении снаряда в плоскости радиозоны (угол $\psi_c=0$) командный сигнал равен нулю.

На вход приемника снаряда поступает амплитудно-модулированный сигнал. Частота модулирующего сигна-

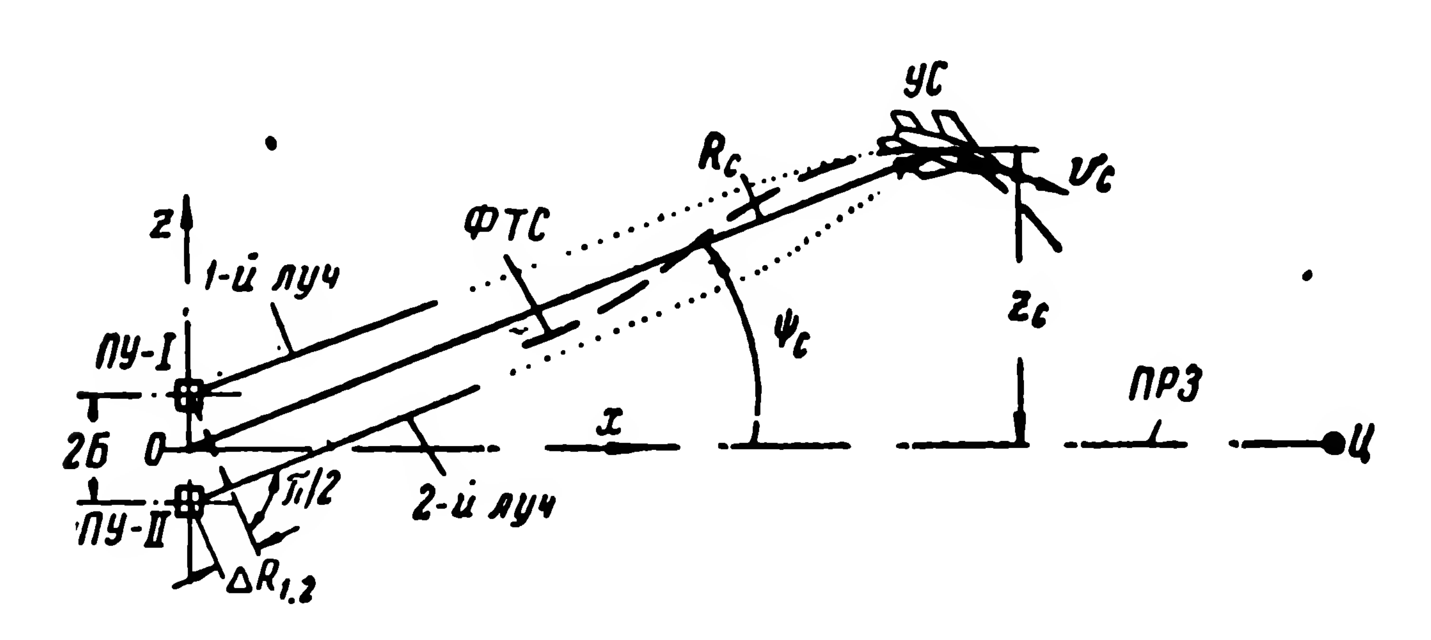


Рис. 2.10. Функциональная схема управления в плоскости равных запаздываний:

ПУ-I — первый пункт управления; ПУ-II — второй пункт управления; УС — управляемый снаряд; ПРЗ — плоскость равных запаздываний; ФТС — фактическая траектория снаряда.

ла равна частоте переключений антенной системы пункта управления. При прохождении снаряда через радиозону фаза огибающей амплитудно-модулированного колебания будет изменяться на 180°. Глубина амплитудной модуляции при заданных характеристиках направленности передающих антенн является функцией угла ψ_c. Следовательно, значение команды будет определяться положением в пространстве управляемого снаряда относительно равносигнальной зоны.

Простейшая функциональная схема для создания равносигнальной зоны методом фазовой модуляции приведена на рис. 2.10. На первом и втором пунктах управления (ПУ-I и ПУ-II) расположены передающие устройства, излучающие синхронизированные сигналы. Приемная аппаратура устанавливается на управляемом снаряде. Изображенная на рис. 2.10 система представ-

ляет собой по существу гиперболическую радионавигационную систему *.

Сигналы, принимаемые установленной на снаряде антенной, в случае непрерывного излучения колебаний удобно рассматривать как два несущих колебания, каждое из которых промодулировано по фазе. Ошибка управления будет определять величину и знак взаимного фазового сдвига этих колебаний. В случае импульсного метода излучения суммарный сигнал на входе приемника удобнее рассматривать как сигнал с временной импульсной модуляцией (ВИМ). В этом случае ошибка управления будет определять величину и знак взаимного временного сдвига импульсов. Наиболее простым является случай управления с нулевым фазовым сдвигом или с равными запаздываниями импульсов. В этом случае равносигнальная зона будет плоскостью (плоскость равных запаздываний).

Разность хода 1-го и 2-го лучей ΔR_{12} пропорциальна углу ψ_c. В свою очередь фазовый или временные сдвиги прямо пропорциональны этой разности.

В обоих рассмотренных примерах радиотеленаведения осуществляется управление по курсу. Ошибкой управления является линейное отклонение снаряда z_c от заданной вертикальной плоскости. Это отклонение в обеих линиях радиотеленаведения контролируется не непосредственно, а через угловое отклонение ψ_c.

Для способа радиозоны глубина модуляции несущего колебания в месте приема будет

$$m_{АМ}(t) = K_{рз}\psi_c(t), \qquad (2.1.15)$$

где $K_{рз}$ — коэффициент передачи радиозоны.

Для способа управления в плоскости равных запаздываний при больших расстояниях до снаряда фазовый сдвиг между несущими колебаниями от первого и второго пунктов управления в месте приема может приниматься равным

$$\Delta\varphi = K_{\varphi}\psi_c(t), \qquad (2.1.16)$$

---

* В такой системе линии положения, вдоль которых разность фазовых сдвигов или временных запаздываний двух электромагнитных колебаний, излучаемых передающими устройствами первого и второго пунктов управления, является постоянной величиной, представляют собой гиперболы.

где K_φ — коэффициент передачи гиперболической системы, величина которого определяется базой системы *2Б* (расстоянием между ПУ-I и ПУ-II рис. 2.10).

Следует заметить, что в соотношениях (2.1.15) и (2.1.16) коэффициенты $K_{рз}$ и K_φ могут считаться постоянными только при относительно небольших углах ψ_c.

В простейшем случае командный сигнал курса формируется в соответствии с соотношениями (2.1.15) и (2.1.16) следующими двумя способами:

$$u_{кг}=K_{пт}m_{АМ}(t), \qquad (2.1.17)$$

$$u_{кг}=K_{п\varphi}\Delta\varphi(t), \qquad (2.1.18)$$

где $K_{пт}$ и $K_{п\varphi}$ — коэффициенты передачи радиоприемных трактов для способов управления в радиозоне и в плоскости равных запаздываний соответственно.

Таким образом, формирование команд при радиотеленаведении в конечном итоге осуществляется на основе использования определенной заранее известной пространственной структуры электромагнитного поля, создаваемого передающими устройствами пунктов управления. Характер этой структуры будет определяться используемым для формирования команды параметром электромагнитных колебаний. Так, например, при управлении в радиозоне параметром электромагнитного колебания, определяющим структуру электромагнитного поля, является глубина амплитудной модуляции несущего колебания.

В качестве параметра электромагнитных колебаний можно взять амплитуду, фазовый сдвиг, частоту и временной сдвиг *. Соответственно будем иметь каналы радиотеленаведения с амплитудной, фазовой, частотной и временной (практически временной импульсной) модуляцией. Примером использования фазового или временного сдвига является рассмотренная выше система радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний.

---

* Изменения частоты, а также фазовых и временных сдвигов однозначно связаны между собой. Однако техническое осуществление аппаратуры радиоканала существенно различно для случаев использования частотной, фазовой и временной модуляций.

Амплитуда, фазовый и временной сдвиги и частота не обязательно должны быть параметрами несущих колебаний. С успехом могут быть также использованы и аналогичные параметры поднесущих колебаний, которыми в этом случае в аппаратуре пункта управления должно быть предварительно промодулировано несущее колебание.

Каналы радиотеленаведения в определенной степени являются каналами радионавигационного типа. Действительно, в основе работы каналов радиотеленаведения и радионавигационных каналов лежит использование характеристик электромагнитного поля, создаваемого передающими устройствами пунктов управления в пространстве. В обоих типах радиоканалов полезная информация, которая заключена в принимаемом сигнале, представляет собой сведения о местоположении приемного пункта в пространстве.

Отличие каналов радиотеленаведения от радионавигационных каналов состоит в основном в следующем.

При радиотеленаведении электромагнитное поле, создаваемое передающими устройствами пункта управления, должно быть ориентировано в пространстве с учетом взаимного расположения цели и пункта управления. В случае движущейся цели необходима соответствующая (в общем случае непрерывная) переориентация этого поля. Так, например, при использовании способа радиозоны для наведения снаряда на надводную движущуюся цель (например, на корабль) должно обеспечиваться непрерывное совпадение направления радиозоны с направлением на цель. Это достигается соответствующим поворотом радиозоны в пространстве. В радионавигационных каналах, как правило, электромагнитное поле сохраняет в пространстве неизменное положение.

Далее, в каналах радиотеленаведения значение ошибки управления определяется обычно в измерительной системе координат, связанной с направлением пункт управления — цель или с направлением пункт управления — упрежденная точка.

Радионавигационные величины в большинстве случаев должны быть установлены в географической системе координат или в системе координат, связывающей пункт управления с пилотируемым самолетом.

Остановимся теперь на рассмотрении возможных областей применения способа радиотеленаведения. Радиотеленаведение возможно использовать при трехточечном управлении или при наведении по фиксированным траекториям. Рассмотренные системы радиотеленаведения могут быть, например, применены для управления снарядами типа «земля — земля», полет которых должен происходить в заданной вертикальной плоскости. Такие системы можно также использовать и для управления объектами, движущимися по водной поверхности и наводимыми на надводную цель.

В общем случае наведение в системах типа «земля — воздух», «воздух — воздух», «воздух — земля» осуществляется по пространственной траектории и равносигнальная зона должна задаваться в виде некоторой линии в пространстве. Управление движением снаряда способом радиотеленаведения с помощью равносигнальной зоны, заданной в виде прямой линии, обычно называют *управлением в луче*. Если равносигнальная зона задана в виде плоскости, то имеем *управление в плоскости*.

Большей частью радиотеленаведение осуществляется только в пределах прямой геометрической видимости. Подобное обстоятельство определяется требованиями высокой точности наведения и мобильности пунктов управления, поэтому необходимо использовать достаточно короткие рабочие волны, не превышающие нескольких метров или даже дециметров.

Преимуществом радиотеленаведения по сравнению с радиотелеуправлением является возможность одновременного наведения (методом совмещения) на данную цель с помощью одного канала радиотеленаведения любого числа снарядов. Более того, в случае использования, например, гиперболической системы эти снаряды могут одновременно наводиться даже на различные цели.

Радиотехническое самонаведение

При самонаведении командный сигнал формируется на снаряде в соответствии с характеристиками взаимного расположения и движения в пространстве управляемого снаряда и цели. Эти характеристики контролируются путем анализа сигналов, поступающих на снаряд непосредственно от цели.

Для простейшего метода самонаведения (прямого самонаведения) значение командного сигнала определяется величиной угла ε между продольной осью управляемого снаряда $\mathbf{x}_{сн}$ и направлением на цель $\mathbf{r}_ц$ (рис. 2.11,*а*). Этот угол и является здесь ошибкой управления. Если по каким-либо причинам угол ε оказывается отличным от нуля, то командный сигнал должен

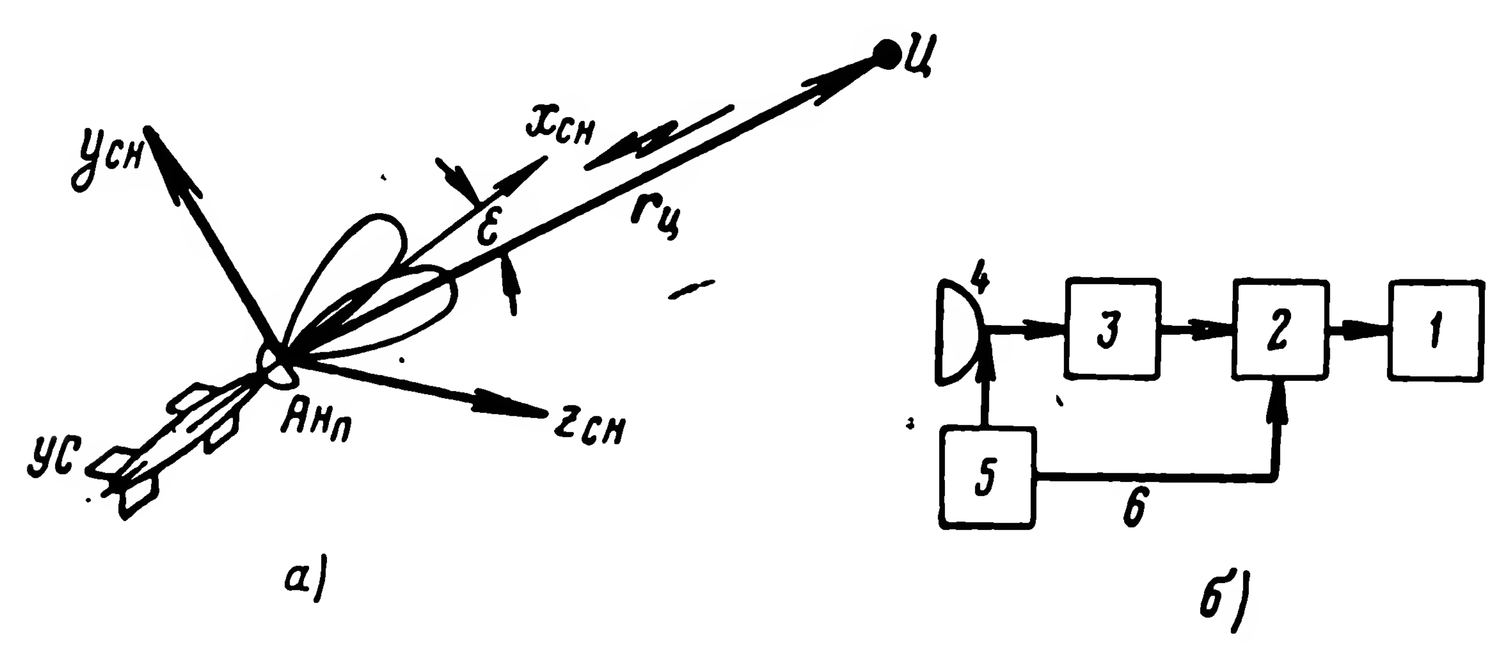


Рис. 2.11. К пояснению принципа прямого самонаведения:

а — геометрические соотношения при прямом самонаведении; *б* — блок-схема бортовой аппаратуры снаряда.

1 — управляемый снаряд (УС); *2* — усилитель-преобразователь и силовой привод; *3* — радиоприемное устройство; *4* — антенна с вращающейся диаграммой направленности ($Ан_п$); *5* — устройство вращения диаграммы направленности антенны; *6* — опорный сигнал.

обеспечить сведение этого угла к нулю. Следовательно, управляемый снаряд будет двигаться таким образом, что его продольная ось все время будет направляться на цель.

Практически подобное наведение может быть осуществлено, например, на основе принципа, применяемого в радиолокационных станциях с автослежением за целью. В этом случае на снаряде устанавливается приемная антенна $Ан_п$ с вращающейся диаграммой направленности (рис. 2.11). Направление равносигнальной зоны, создаваемой этой антенной, жестко связано (совпадает) с направлением продольной оси снаряда.

Весь комплекс аппаратуры, установленной на снаряде и обеспечивающий формирование необходимого управляющего сигнала, иногда называют **головкой самонаведения**. Радиотехническая часть этого комплекса в совокупности с передающими устройствами может быть названа радиоканалом самонаведения.

Энергия несущего колебания, используемого в радиоканале самонаведения, поступает на антенну снаряда с направления от цели. Это несущее колебание в месте приема еще не промодулировано. Только в сигнале на входе приемника появляются составляющие, определяе-

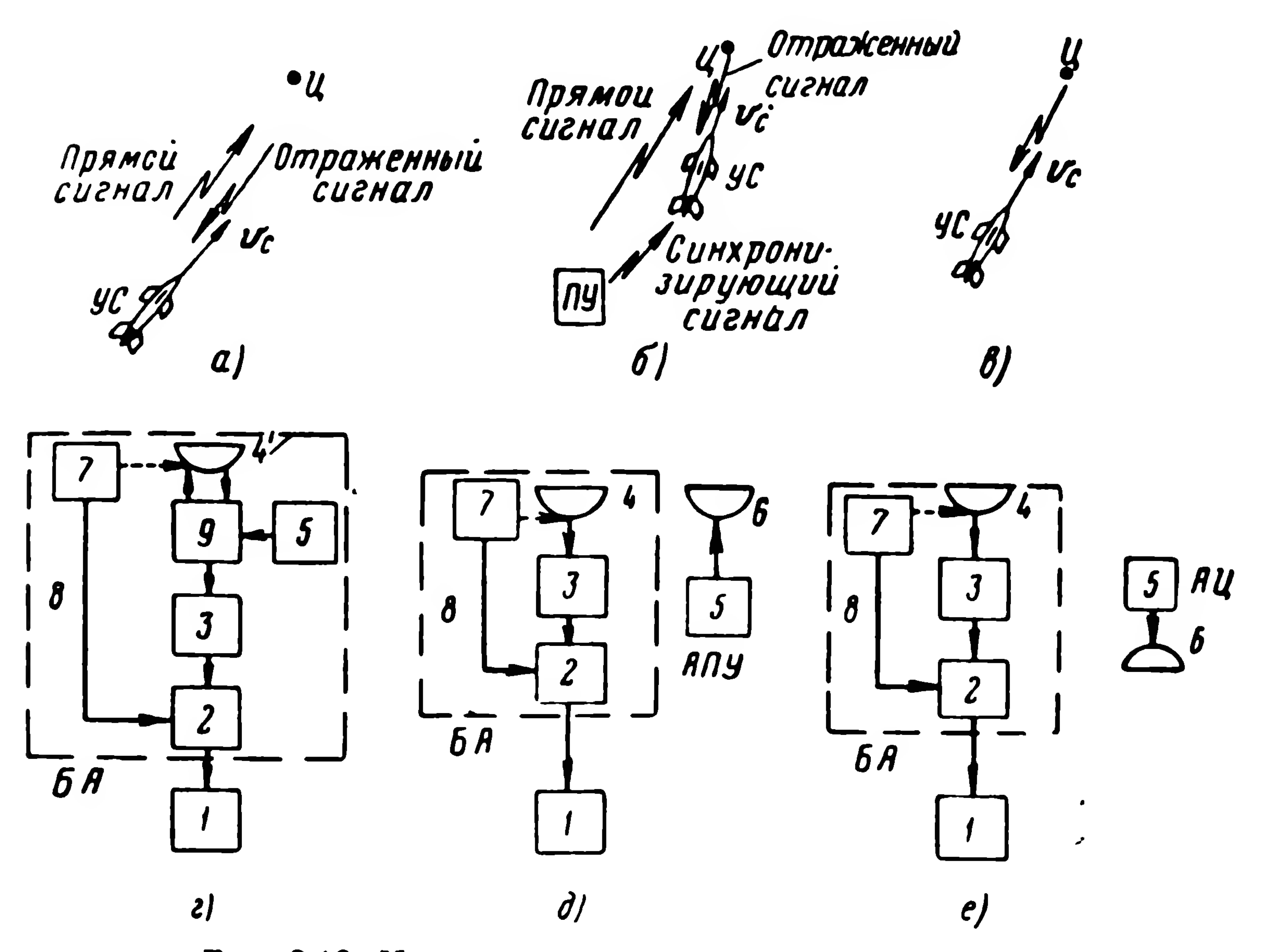


Рис. 2.12. К определению способов самонаведения:

а — активное самонаведение; *б* — полуактивное самонаведение; *в* — пассивное самонаведение; *г, д, е* — блок-схемы аппаратуры при активном, полуактивном и пассивном самонаведениях.

1 — исполнители команд (управляемые снаряды); *2* — усилители-преобразователи и силовые приводы; *3* — радиоприемные устройства; *4* — приемные антенны с вращающейся диаграммой направленности; *4'* — приемо-передающая антенна с вращающейся диаграммой направленности; *5* — передающие устройства; *6* — передающая антенна; *7* — устройства вращения диаграмм направленности антенн; *8* — опорные напряжения; *9* — блок переключения приема — передачи.

Ц — цель; ПУ — пункт управления; УС — управляемый снаряд; БА — бортовая аппаратура снаряда; АПУ — аппаратура пункта управления; АЦ — аппаратура, расположенная на цели.

мые ошибкой управления ε. Значение этой ошибки отображается глубиной и фазой амплитудной модуляции несущего колебания. Для того чтобы определить значение фазы модуляции, необходимо иметь опорное напряжение. Подобное напряжение в схеме рис. 2.11,*б* вырабатывается в устройстве, обеспечивающем вращение диаграммы направленности антенны. Это напряжение вводится в усилитель-преобразователь. Таким образом,

в рассматриваемом случае для самонаведения одновременно используется амплитудная и фазовая модуляции, причем фаза модулирующего колебания здесь принимает любые значения в пределах от 0 до 2π.

В зависимости от места расположения источника энергии (передающего устройства), создающего радиосигнал (несущее колебание), поступающий к самонаводящемуся снаряду с направления от цели, различают три способа самонаведения: активное, полуактивное и пассивное. Соответствующие этим способам схемы приведены на рис. 2.12.

При активном самонаведении передающее устройство расположено на управляемом снаряде (УС), при полуактивном — на пункте управления (ПУ) и, наконец, при пассивном — на цели (Ц). Схема радиоприемного тракта в принципе остается неизменной для всех трех способов самонаведения.

Для радиоканалов самонаведения применяется не только рассмотренный метод амплитудно-фазовой модуляции, но также и другие методы, например чисто фазовая модуляция (гл. 9).

Практически самонаведение осуществимо только в пределах прямой геометрической видимости.

Самонаведение представляет основной интерес для управления снарядами, но может быть также использовано и для управления объектами, движущимися по водной поверхности.

Автономное радиоуправление

Автономное радиоуправление применяется для наведения по фиксированным траекториям. Радиосигналы, используемые для выработки управляющих команд, поступают на снаряд от радиоориентиров. Такими ориентирами могут служить радиозвезды или радиотуманности. Таким образом, одна из рассмотренных в гл. 1 систем автономного управления (радиоастронавигационная система) по существу является системой автономного радиоуправления. Автономное радиоуправление может быть так же осуществлено на основе контроля рассеянных отражений радиоволн от поверхности земли. На этом принципе работают, в частности, системы управления, использующие эффект Доплера [1, 46]. В таких системах на снаряде устанавливается радиопередатчик

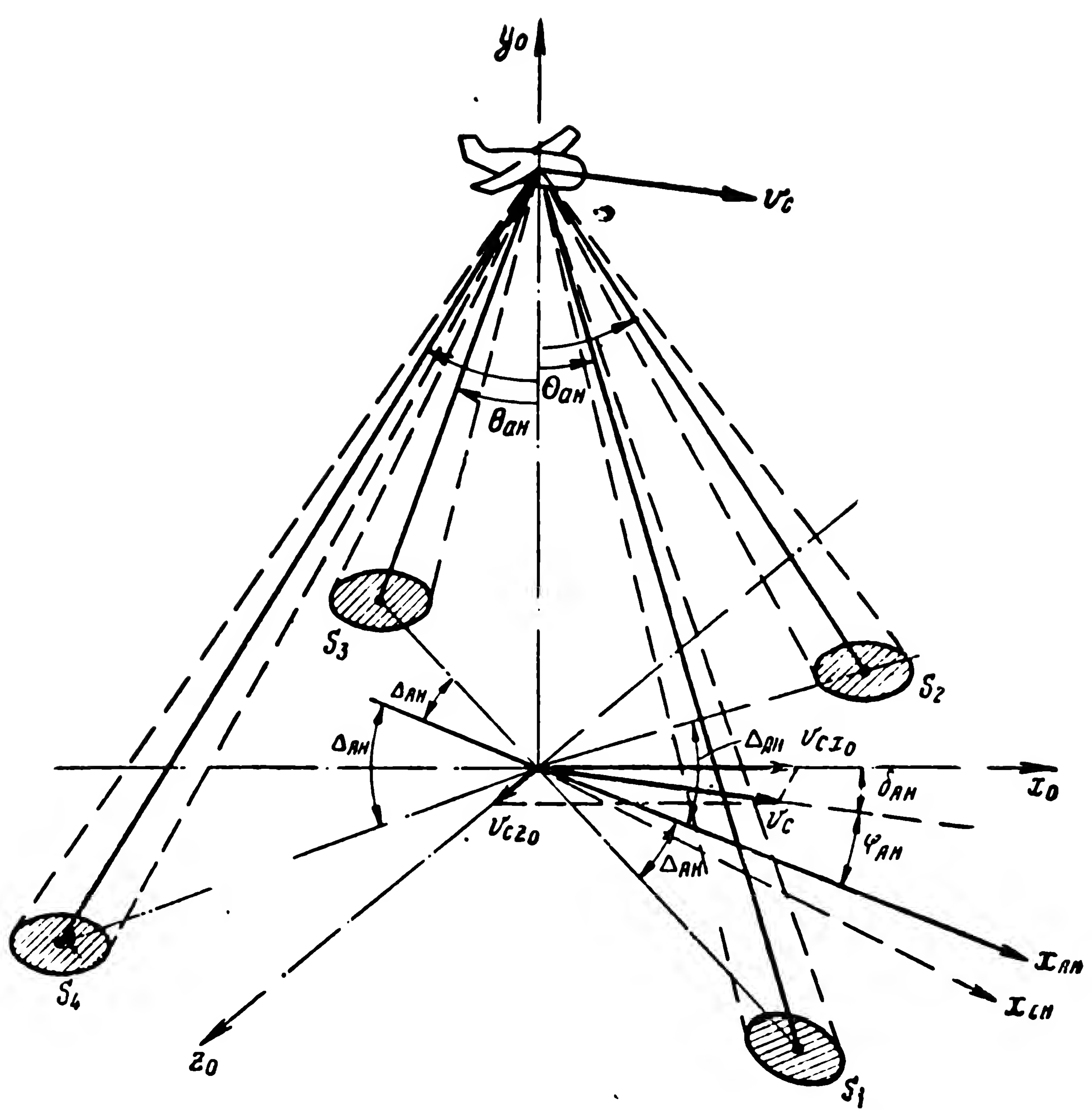


Рис. 2.13. К пояснению принципа действия автономной системы радиоуправления, в которой используется эффект Допплера.

с антеннами, имеющими диаграммы направленности в виде узких лепестков, облучающих поверхность земли (рис. 2.13).

Приемник снаряда принимает рассеянные радиоволны, отраженные облученными участками поверхности (участки S рис. 2.13). Из-за эффекта Допплера частота принятого сигнала будет отличаться от частоты излучаемого сигнала. Если снаряд движется в горизонтальной плоскости, то разность частот (допплеровский сдвиг) для четырех антенн будет иметь следующие значения:

$$F_{\mathcal{D}1}=\frac{2f_0}{c}\, v_c \sin\theta_{\text{АН}} \cos(\Delta_{\text{АН}}+\varphi_{\text{АН}}), \qquad (2.1.19\text{а})$$

$$F_{\mathscr{D}2}=\frac{2f_0}{c}v_c\sin\theta_{AH}\cos(\Delta_{AH}-\varphi_{AH}), \qquad (2.1.19б)$$

$$F_{\mathscr{D}3}=-\frac{2f_0}{c}v_c\sin\theta_{AH}\cos(\Delta_{AH}+\varphi_{AH}), \qquad (2.1.19в)$$

$$F_{\mathscr{D}4}=-\frac{2f_0}{c}v_c\sin\theta_{AH}\cos(\Delta_{AH}-\varphi_{AH}), \qquad (2.1.19г)$$

где f_0 — излучаемая частота;

c — скорость распространения радиоволны;

θ_{AH}, Δ_{AH} — установочные углы антенной системы, отсчитываемые от гиростабилизированной платформы;

φ_{AH} — угол между осью антенной платформы и вектором скорости.

Знак минус в формулах (2.1.19в и г) показывает, что частота принимаемого сигнала в антеннах *3* и *4* меньше частоты излучаемого. Выделяя разностную частоту сигналов *1* и *3* антенн, а также *2* и *4*, получаем два низкочастотных сигнала. Первый с частотой

$$F'_{\mathscr{D}}=\frac{4f_0}{c}v_c\sin\theta_{AH}\cos(\Delta_{AH}+\varphi_{AH}) \qquad (2.1.20)$$

и второй с частотой

$$F''_{\mathscr{D}}=\frac{4f_0}{c}v_c\sin\theta_{AH}\cos(\Delta_{AH}-\varphi_{AH}). \qquad (2.1.21)$$

Частоты этих сигналов сравниваются в специальном измерительном устройстве. В результате сравнения выделяется сигнал ошибки, величина которого пропорциональна разности $F'_{\mathscr{D}}-F''_{\mathscr{D}}$. Этот сигнал используется для управления силовым приводом, поворачивающим платформу, на которой укреплены все четыре антенны. Платформа поворачивается, пока не выполнится следующее равенство:

$$F'_{\mathscr{D}}=F''_{\mathscr{D}}=F_{\mathscr{D}}. \qquad (2.1.22)$$

Очевидно, что это возможно только при $\varphi_{AH}=0$, т. е. когда ось антенной платформы будет направлена вдоль вектора скорости снаряда $\mathbf{v}_c$.

Измерив допплеровский сдвиг $F_{\mathscr{D}}$, можно определить далее модуль путевой скорости

$$v_c=\frac{c}{4f_0\sin\theta_{AH}\cos\Delta_{AH}}F_{\mathscr{D}}. \qquad (2.1.23)$$

Если на самолете имеется неподвижная в пространстве гиростабилизированная система координат O; x_0; y_0; z_0, то могут быть измерены составляющие путевой скорости в этой системе координат

$$v_{\text{c}\,x_0} = v_{\text{c}} \cos \delta_{\text{АН}}, \tag{2.1.24}$$

$$v_{\text{c}\,z_0} = v_{\text{c}} \sin \delta_{\text{АН}}, \tag{2.1.25}$$

где $\delta_{\text{АН}}$ — угол между проекцией вектора скорости на плоскость Ox_0z_0 и осью x_0.

Проинтегрировав $v_{\text{c}x0}$ и $v_{\text{c}z0}$, можно найти также и положение самолета в земной системе координат, центр которой совпадает с начальным положением самолета после старта. При небольших дальностях оси гиростабилизированной и земной систем координат практически параллельны. При этом сигнал команды, сформированный в соответствии со следующим выражением:

$$u_{\text{к}\,z_0} = K_z \int_0^t v_{\text{c}\,z_0} dt \tag{2.1.26}$$

(K_z — коэффициент пропорциональности), можно использовать для работы системы управления, заставляющей самолет двигаться в заданной вертикальной плоскости (эта плоскость может проходить через цель).

Другой сигнал

$$u_{\text{к}\,x_0} = K_x \int_0^t v_{\text{c}\,x_0} dt \tag{2.1.27}$$

(K_x — коэффициент пропорциональности) позволяет контролировать пройденное расстояние и может использоваться для выработки команды, переводящей самолет-снаряд в пикирование на цель.

В литературе имеются указания и на другие принципы, позволяющие построить систему автономного радиоуправления. Так, например, для определения путевой скорости v_{c} и соответственно пройденного пути можно использовать так называемую «корреляционную систему счисления пути» [81]. Принцип действия такой систе-

мы поясним с помощью рис. 2.14. Предположим, что самолет-снаряд летит на постоянной высоте в одной вертикальной плоскости (в плоскости чертежа). Передатчик с антенной $Ан_0$, установленный на снаряде, облучает некоторый участок поверхности под самолетом. Предполо-

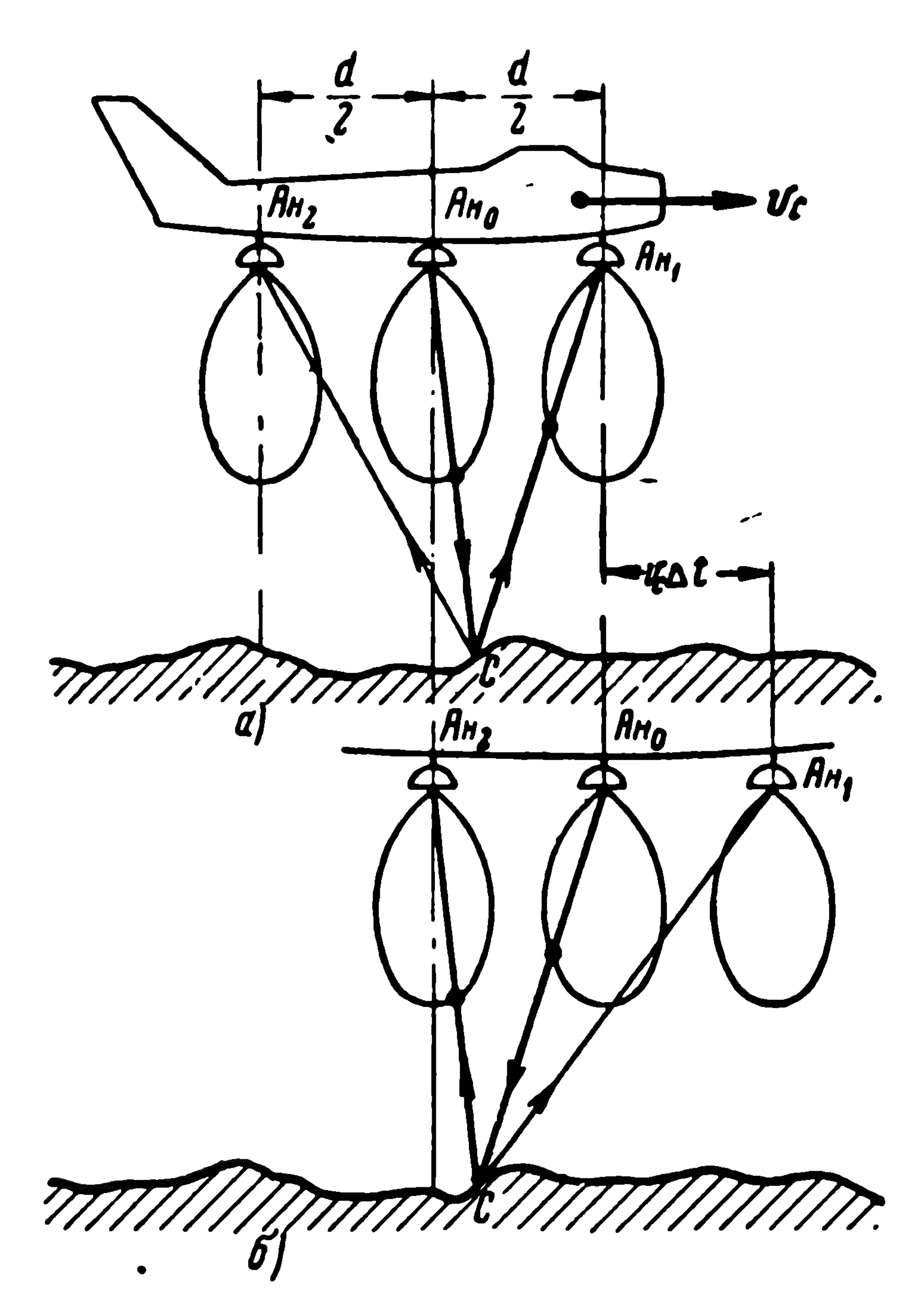


Рис. 2.14. К пояснению принципа действия автономной корреляционной радиосистемы счисления пути.

жим, что диаграмма направленности $Ан_0$ симметрична относительно вертикальной оси. Приемные антенны $Ан_1$ и $Ан_2$ с такими же диаграммами разнесены вдоль корпуса самолета на расстояние d. Эти антенны одновременно принимают отраженный сигнал. Из-за движения самолета и шероховатой структуры поверхности амплитуда принятого сигнала будет флюктуировать. Поэтому после детектирования сигнала, принятого антенной $Ан_1$, получим напряжение $u(t)$ (рис. 2.15). Через время

$\Delta t = \frac{d}{2v_c}$ антенна $Ан_2$ занимает относительно $Ан_0$ положение, симметричное тому, которое прежде занимала антенна $Ан_1$. Поэтому напряжение на выходе второго канала (антенны $Ан_2$) будет $u_2 = u(t + \Delta t)$. В приемном тракте первого канала имеется линия задержки на время $\tau_з$, через которую пропускается сигнал $u(t)$. На выходе линии задержки получаем напряжение $u_1 = u(t + \tau_з)$.

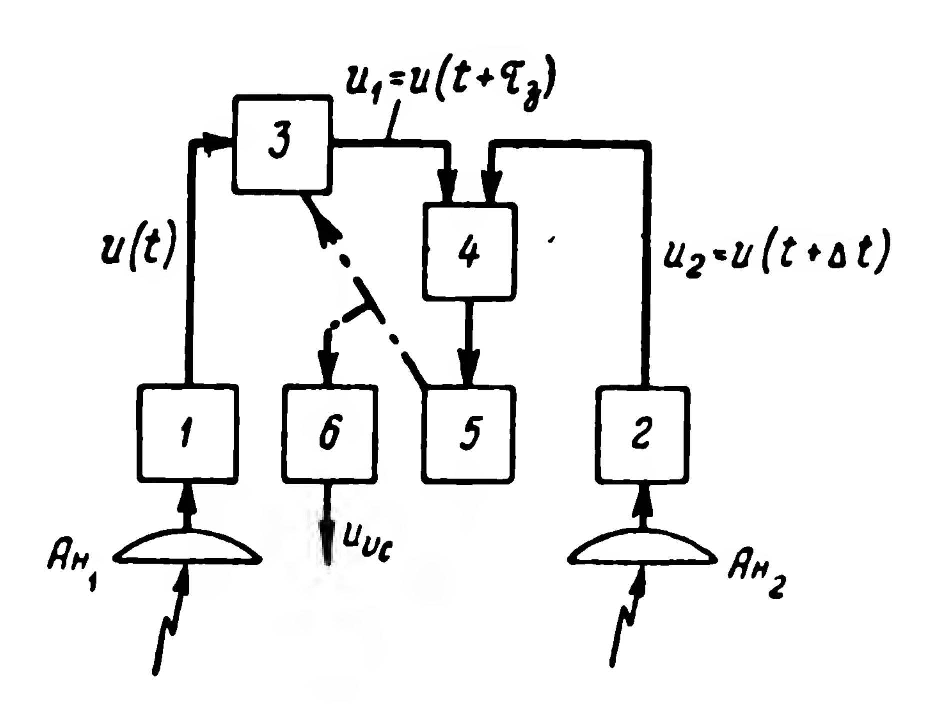


Рис. 2.15. Блок-схема приемной аппаратуры корреляционной системы счисления пути:

1, 2 — приемно-усилительные каналы; 3 — регулируемая линия задержки; 4 — коррелятор; 5 — привод, управляющий величиной задержки; 6 — съем приборного аналога путевой скорости самолета.

Выходные напряжения обоих каналов u_1 и u_2 поступают на коррелятор, который определяет их взаимную корреляционную функцию, т. е. величину $\overline{u_1 u_2}$ (черта вверху означает усреднение во времени). Если процесс $u(t)$ считать стационарным, то напряжение на выходе коррелятора будет

$$u_{кор} = \overline{u_1 u_2} = \overline{u(t + \Delta t)\, u(t + \tau_з)} =$$

$$= \overline{u(t)\, u(t + \Delta t - \tau_з)}. \qquad (2.1.28)$$

Напряжение на выходе коррелятора будет максимальным при

$$\Delta t = \tau_з. \qquad (2.1.29)$$

Поэтому, изменяя время задержки до получения максимального выходного напряжения, находим время задержки

$$\tau_{з_0} = \Delta t = \frac{d}{2v_с}, \quad (2.1.30)$$

откуда получим

$$v_с = \frac{d}{2\tau_{з_0}}. \quad (2.1.31)$$

Так как d — величина постоянная, то регулируемая линия задержки может служить датчиком путевой скорости самолета.

2.2. РАДИОВИЗИРОВАНИЕ СНАРЯДА С ПУНКТА УПРАВЛЕНИЯ

1. Задачи, решаемые комплексом радиовизирования снаряда. Основные определения

Радиовизирование снаряда с пункта управления, в принципе, необходимо только при радиотелеуправлении в условиях, когда визирование цели осуществляется также с пункта управления [12, 13, 28, 45, 69]. Назначение радиовизирования снаряда состоит в определении параметров траектории его движения. Эти параметры определяются в некоторой измерительной системе координат O; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$. В качестве такой системы координат в общем случае следует принять гиростабилизированную систему. В тех случаях, когда наведение осуществляется с наземного неподвижного пункта управления, а длительность процесса управления и дальность наведения невелики, гиростабилизированную систему можно заменить земной системой координат.

В конкретных задачах (некоторые из которых рассматриваются ниже) иногда оказывается более удобным использовать и другие измерительные системы координат.

Траекторию снаряда можно построить, зная его местонахождение в пространстве в каждый момент времени. Согласно [12, 13] для правильного управления в общем случае в каждый момент времени может оказаться необходимым учитывать не только местонахождение снаряда, но и его вектор скорости, а иногда и вектор

ускорения. Знание этих векторов позволит предусматривать возможные отклонения фактической траектории снаряда от необходимой кинематической траектории.

Если не учитывать случаи, в которых необходимо контролировать ускорение, то задача радиовизирования снаряда состоит в измерении координат снаряда, направления вектора скорости $\mathbf{v}_c$ и модуля вектора скорости $|\mathbf{v}_c|$.

Радиовизирование снаряда осуществляется с помощью комплекса технических устройств, который назовем комплексом радиовизирования снаряда. В состав комплекса радиовизирования в общем случае входят радиотехнические системы и счетнорешающие приборы.

Часть комплекса технических устройств радиовизирования, размещенную вне управляемого снаряда на пункте управления будем называть радиовизиром снаряда. Физические величины (углы, дальность, скорость), значения которых контролируются при радиовизировании, будем называть визируемыми величинами. Радиовизиры снаряда выдают данные о координатах снаряда и скоростях в виде приборных аналогов этих величин. В качестве таких аналогов обычно используется или напряжение (ток), или система чисел, выраженная импульсными двоичными кодами. Последнее имеет место тогда, когда в системе управления применяется цифровая счетнорешающая машина, выполняющая решение задачи наведения снаряда на цель. В дальнейшем, однако, для простоты, будем полагать, что в качестве аналогов визируемых величин используются только напряжения.

Рассмотрим радиовизирование снаряда на простом примере. В качестве такого примера возьмем случай наведения с неподвижного наземного пункта управления в условиях, когда траекторию снаряда достаточно установить в земной системе координат, которая и будет измерительной системой O; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$. Начало этой системы совместим с пунктом управления.

В более сложных случаях радиовизирования снаряда принципиальная сторона вопроса не изменится, но соотношения между основными величинами окажутся сложнее.

Рис. 2.16 и 2.17 соответствуют рассматриваемому случаю. На рис. 2.16 радиотехнические устройства ком-

плекса радиовизирования (РУВ), размещенные на пункте управления, а также счетнорешающие приборы (СРП № 1 и СРП № 2) в совокупности представляют собой радиовизир снаряда.

Для радиотехнических методов измерения пространственных величин характерно непосредственное измерение угла места $\theta_с$, азимута $\psi^*_{аз}$ и дальности $R_с$, а также

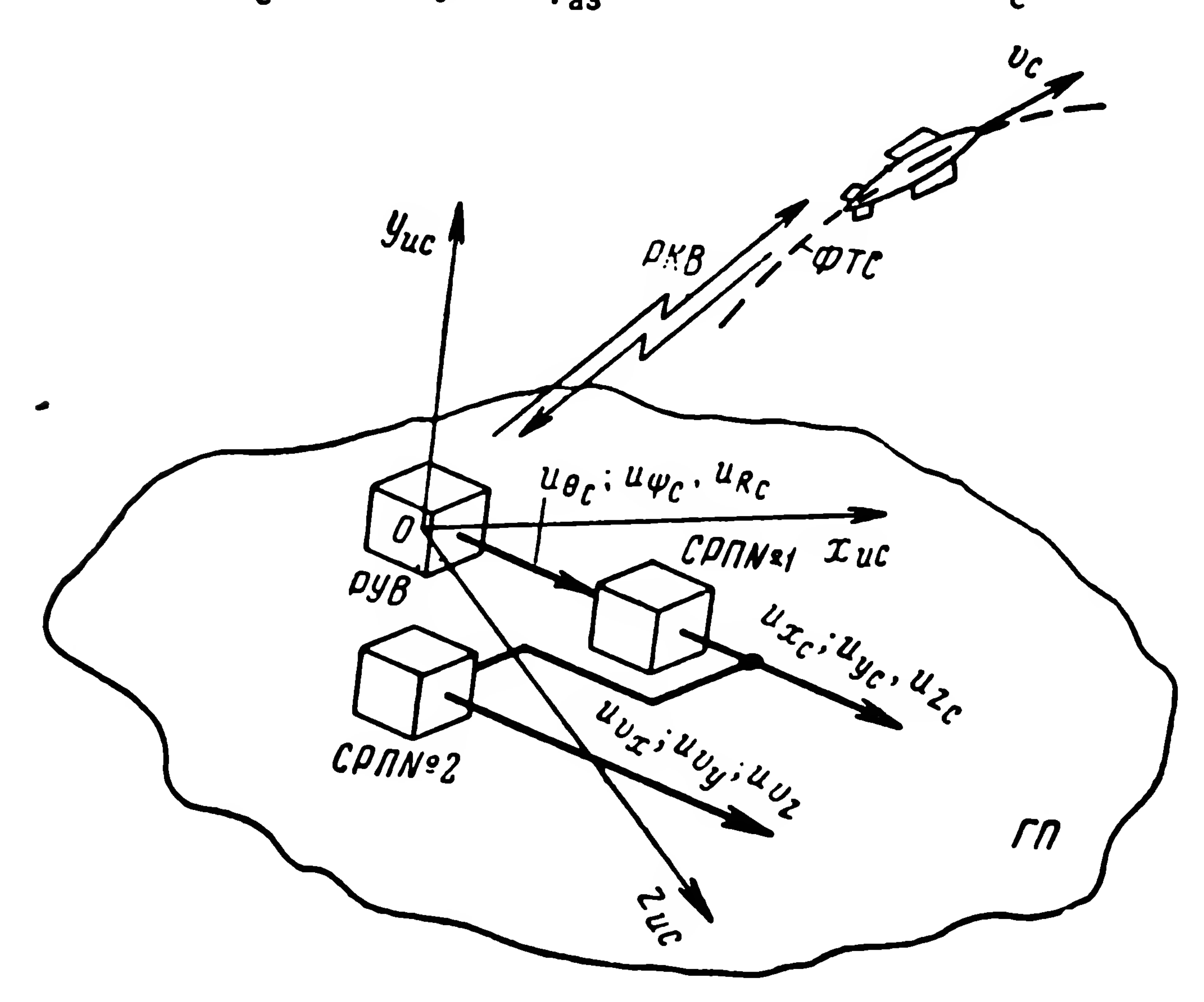


Рис. 2.16. Радиовизирование снаряда с наземного пункта управления:

РУВ — радиотехнические устройства визирования; СРП — счетнорешающие приборы; ФТС — фактическая траектория снаряда; РКВ — радиоканалы визирования; ГП — горизонтальная плоскость.

непосредственное измерение тех компонент вектора скорости, которые можно найти путем контроля допплеровской частоты. Подобной компонентой является радиальная скорость $v_{R_с}$. Такие радиотехнические методы дают возможность определить траекторию снаряда в сферической системе координат.

---

* Вместо азимута $\psi_{аз}$ может также измеряться угол бокового отклонения $\psi_с$ (угол визирования), отсчитываемый в плоскости, в которой проходит вектор $R_с$. Эту плоскость будем называть наклонной.

Значение компонент вектора скорости v_{θ_c}; $v_{\psi_{аз}}$ и v_{R_c} (рис. 2.17) можно найти также, используя соотношения

$$v_{\theta_c} = R_c \frac{d\theta_c}{dt}, \qquad (2.2.1)$$

$$v_{\psi_{аз}} = R_c \cos \theta_c \frac{d\psi_{аз}}{dt}, \qquad (2.2.2)$$

$$v_{R_c} = \frac{dR_c}{dt}, \qquad (2.2.3)$$

где компонента $v_{\psi_{аз}}$ параллельна плоскости $Ox_{ис}z_{ис}$.

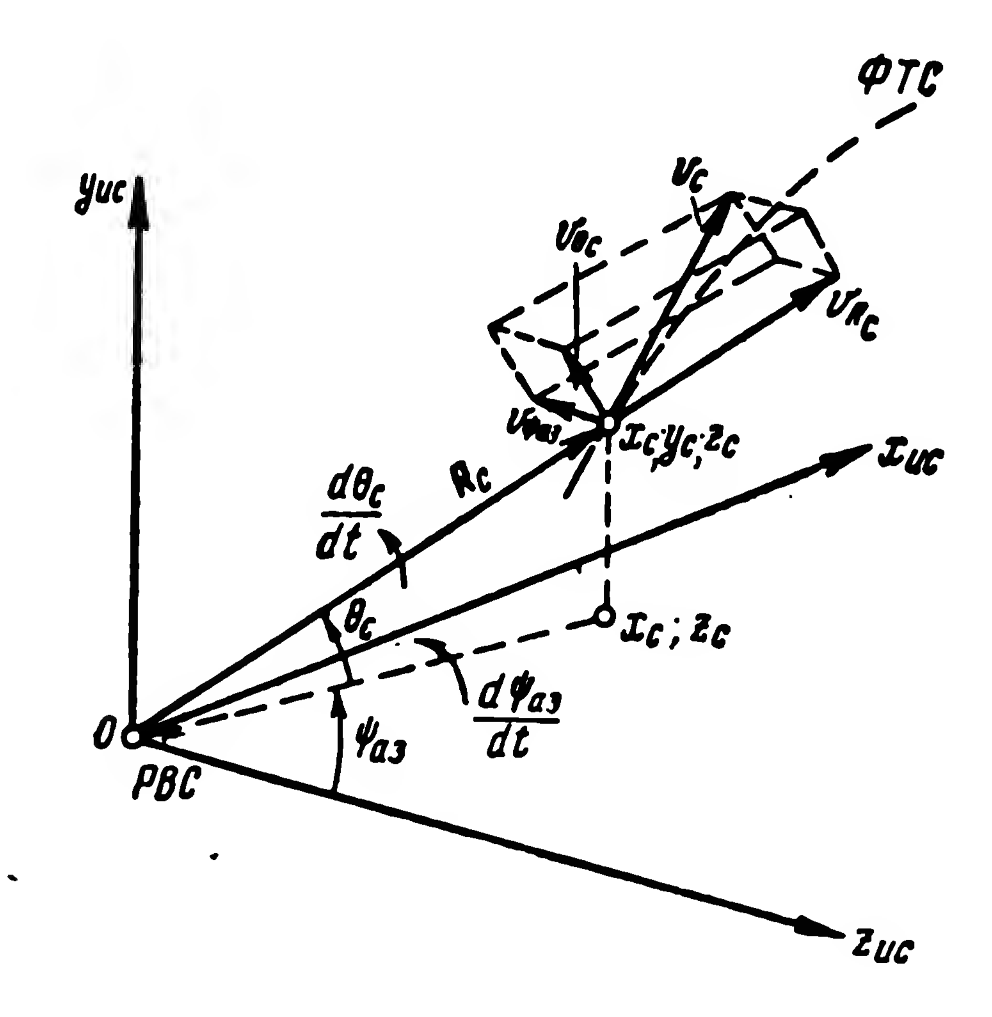


Рис. 2.17. Кинематические соотношения при радиовизировании снаряда с наземного пункта управления:
РВС — радиовизир снаряда; ФТС — фактическая траектория снаряда.

Компонента v_{θ_c} перпендикулярна R_c и лежит в вертикальной плоскости.

Если траектория снаряда должна быть установлена в декартовой системе координат, то необходимо решить уравнения перехода из сферической системы в декарто-

вую. Формулы перехода в нашем случае записываются следующим образом:

$$z_c = R_c \cos\theta_c \cos\psi_{аз}, \qquad (2.2.4)$$

$$y_c = R_c \sin\theta_c, \qquad (2.2.5)$$

$$x_c = R_c \sin\psi_{аз} \cos\theta_c. \qquad (2.2.6)$$

Для нахождения составляющих вектора скорости по осям декартовой измерительной системы координат необходимо продифференцировать эти уравнения. Зная составляющие, можно найти и вектор скорости. Операция по решению уравнений (2.2.4), (2.2.5) и (2.2.6) и по определению вектора скорости выполняются в соответствующих счетнорешающих приборах (на рис. 2.16 СРП № 1 и СРП № 2).

Далеко не всегда является необходимой полная совокупность измерений углов θ_c и $\psi_{аз}$ (или ψ_c), дальности R_c, а также угла наклона траектории и модуля вектора скорости. Определение всех параметров траектории может быть необходимым, например, при управлении баллистическими ракетами (гл. 10). В других задачах достаточно определить меньшее число параметров. При трехточечном наведении в простейших случаях достаточно контролировать только углы θ_c и ψ_c. Иногда в этом случае дополнительно потребуется измерить и дальность R_c. В случае двухточечного наведения по кривой погони в процессе наведения достаточно контролировать только направление вектора скорости снаряда [12, 13].

Рассмотрим теперь измерительные системы координат, которые возможно использовать при радиовизировании снаряда.

Для двухточечного наведения с движущегося пункта управления в общем случае потребуется применить гиростабилизированную измерительную систему координат. В случае двухточечного наведения с неподвижного наземного пункта управления гиростабилизированная система при оговоренных выше условиях может быть заменена земной системой координат.

При трехточечном наведении требования к выбору измерительной системы координат менее жесткие. Вме-

сто гиростабилизированной может использоваться земная система координат. Иногда может оказаться более удобным применить систему координат, одна из осей которой (например, ось $x_{ис}$) непрерывно направляется на цель. К такому случаю относится рис. 2.7. Измеряемыми параметрами траектории здесь являются углы $\Delta\theta_с$ и $\Delta\psi_с$, имеющие своей вершиной точку визирования, совмещенную с пунктом управления.

2. Радиосистемы и радиоканалы визирования снаряда

Из рассмотрения известных систем управления [12, 13, 28, 51, 84] следует, что в состав комплекса радиовизирования в общем случае должны входить две радиосистемы визирования: угломерная и дальномерная. Иногда дополнительно включается радиосистема измерения радиальной скорости.

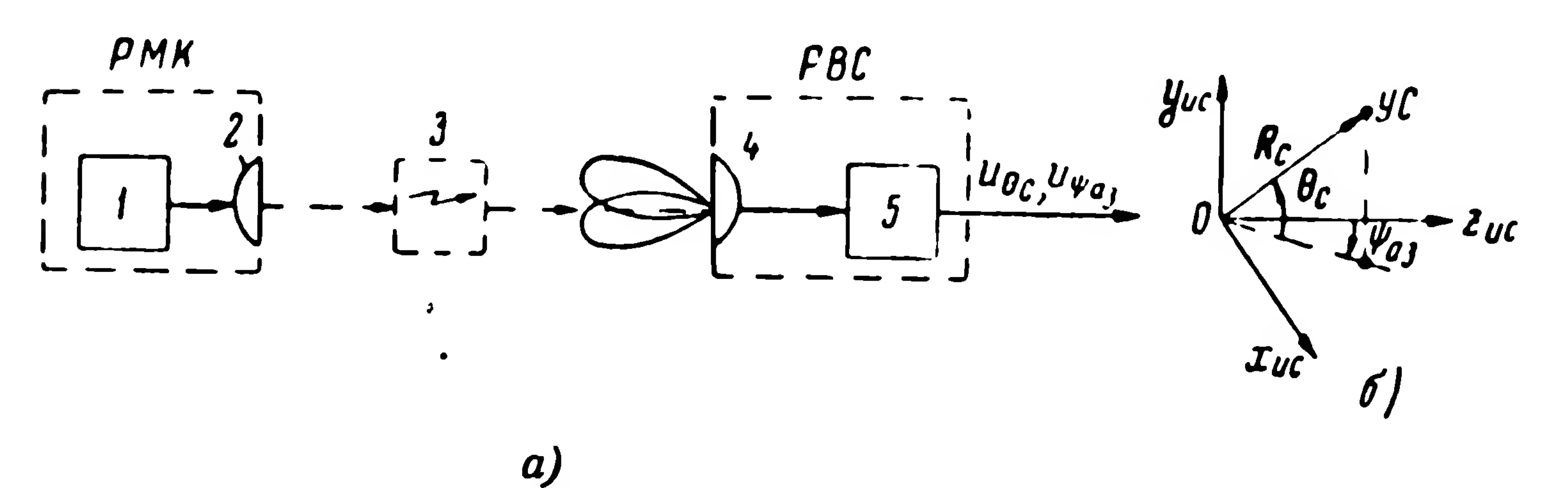


Рис. 2.18. Угломерная система радиовизирования „без запроса":
а — блок-схема.

1 — автономный генератор радиомаяка, генерирующий несущее колебание, используемое для визирования снаряда; *2* — передающая антенна снаряда; *3* — трасса радиоканала визирования; *4* — приемная антенна радиовизира; *5* — радиоприемный тракт визира снаряда. РМК — радиомаяк; РВС — радиовизир снаряда; *б* — измерительная система координат; УС — управляемый снаряд.

Возможны два класса радиосистем визирования снаряда: радиосистемы визирования «без запроса» и радиосистемы визирования «с запросом». В состав первой может входить один или более радиоканалов визирования, а в состав второй — не менее двух.

В качестве примера осуществления радиосистемы визирования без запроса приведем простейшую амплитудную угломерную систему, блок-схема которой приведена на рис. 2.18. Эта угломерная система включает в себя два радиоканала визирования (канал угла места $\theta_с$ и канал азимута $\psi_{аз}$), в которых используется метод

амплитудной модуляции. В состав аппаратуры этих радиоканалов в простейшем случае входят: автономное передающее устройство, размещенное на снаряде (радиомаяк) и радиопеленгатор, установленный на пункте управления и представляющий собой радиовизир снаряда. Угол места снаряда $\theta_с$ и азимут $\psi_{аз}$ определяютея

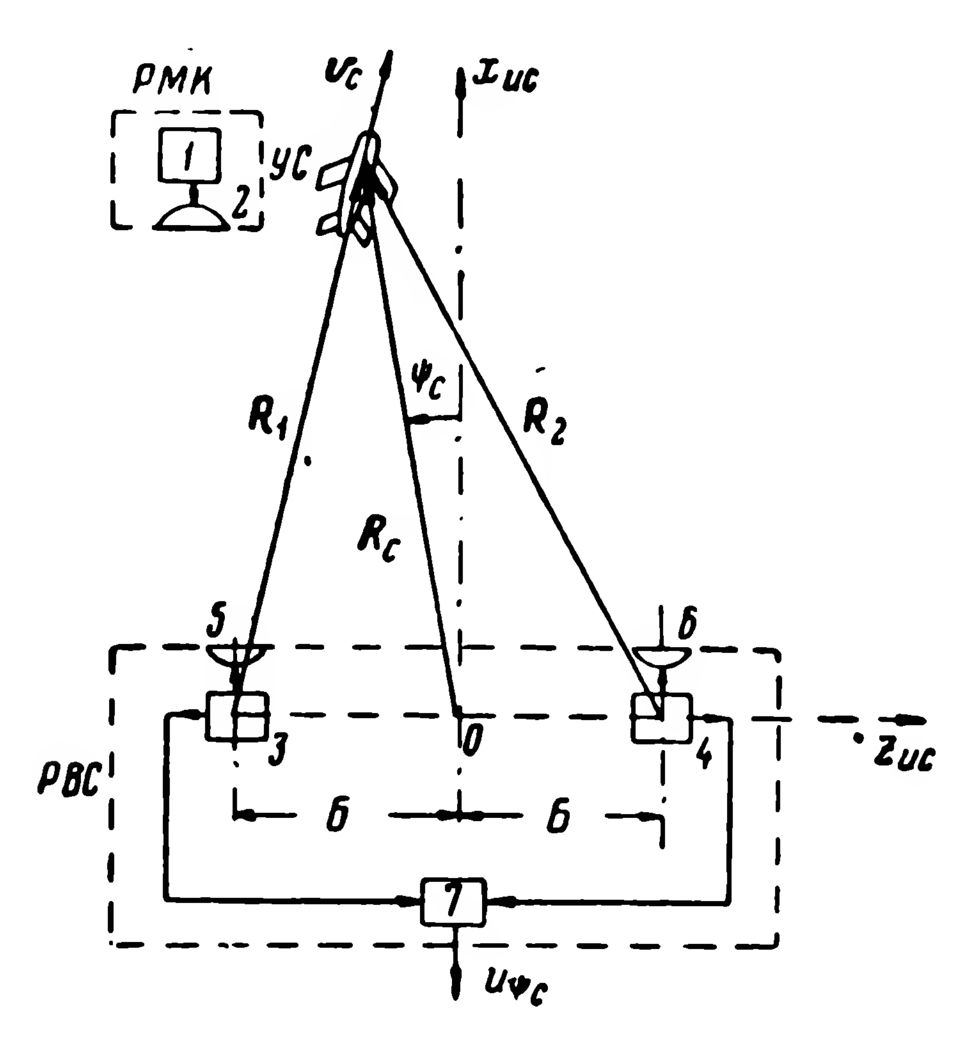


Рис. 2.19. Радиовизирование снаряда с помощью гиперболической системы:

УС—управляемый снаряд; РМК—бортовой радиомаяк (1—передающее устройство, 2—антенна); 3 и 4—наземные радиоприемные устройства; 5 и 6—антенны; 7—измерительное устройство.

2Б—база радиосистемы; РВС—радиовизир снаряда.

в измерительной системе координат O; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$ и в схеме рис. 2.18 выдаются радиовизиром в виде приборных аналогов-напряжений $u_{\theta_с}$ и $u_{\psi_{аз}}$. Если такая система используется для определения только одного из углов, то будем иметь дело с одноканальной системой радиовизирования снаряда.

В качестве другого примера радиосистемы визирования без запроса можно привести фазовую (временную) систему [12]. Функциональная схема такой системы приведена на рис. 2.19. Этот рисунок соответствует случаю,

когда необходимо определять только одну угловую координату снаряда (угол ψ_c). Как и в первом примере, на борту снаряда здесь установлен радиомаяк (с непрерывным или импульсным излучением сигнала). На пункте управления размещены два радиоприемных устройства с неподвижными антеннами, разнесенными на расстояние, равное *2Б* (это расстояние называется базой системы). Таким образом, здесь также имеем два радиоканала визирования, хотя измеряется только один параметр траектории.

В измерительном устройстве (на схеме рис. 2.19 блок *7*) осуществляется или сравнение фаз принимаемых колебаний (в случае непрерывного излучения сигнала), или определение временного интервала между моментами появления импульсов в обоих точках приема. Соответственно будем иметь фазовую или временную радиосистему визирования. Начало измерительной системы координат здесь следует совместить с центром базы *2Б*. Если величина базы *2Б* значительно меньше расстояния от центра этой базы до снаряда, то в подобной радиосистеме получим практически линейную зависимость выходной величины u_{ψ_c} от значения угла отклонения снаряда ψ_c; отсчитываемого от плоскости O; $x_{ис}$; $y_{ис}$, перпендикулярной базе и проходящей через ее центр.

Системы радиовизирования без запроса могут быть использованы не только в качестве угломерных, но и в качестве дальномерных. В последнем случае необходимо иметь комплекс устройств, включающий в себя не менее двух разнесенных на местности автономных угломерных устройств и счетнорешающий прибор, обеспечивающий определение дальности путем решения соответствующего тригонометрического уравнения.

Достоинство систем визирования без запроса в том, что нет необходимости устанавливать на борту снаряда радиоприемное устройство, а на пункте управления — радиопередающее. Это позволяет не только упростить аппаратуру, но также и повысить помехозащищенность радиоканала визирования.

Перейдем теперь к рассмотрению радиосистем визирования «с запросом».

На рис. 2.20 приведена блок-схема возможного варианта осуществления амплитудной радиосистемы визи-

рования с запросом. Эта схема соответствует случаю, когда используется импульсное излучение сигналов. Из рассмотрения схемы рис. 2.20 следует, что в состав системы с запросом должно входить, по крайней мере, два канала радиовизирования: так называемые радиоканалы «запроса» и «ответа». При визировании с запросом

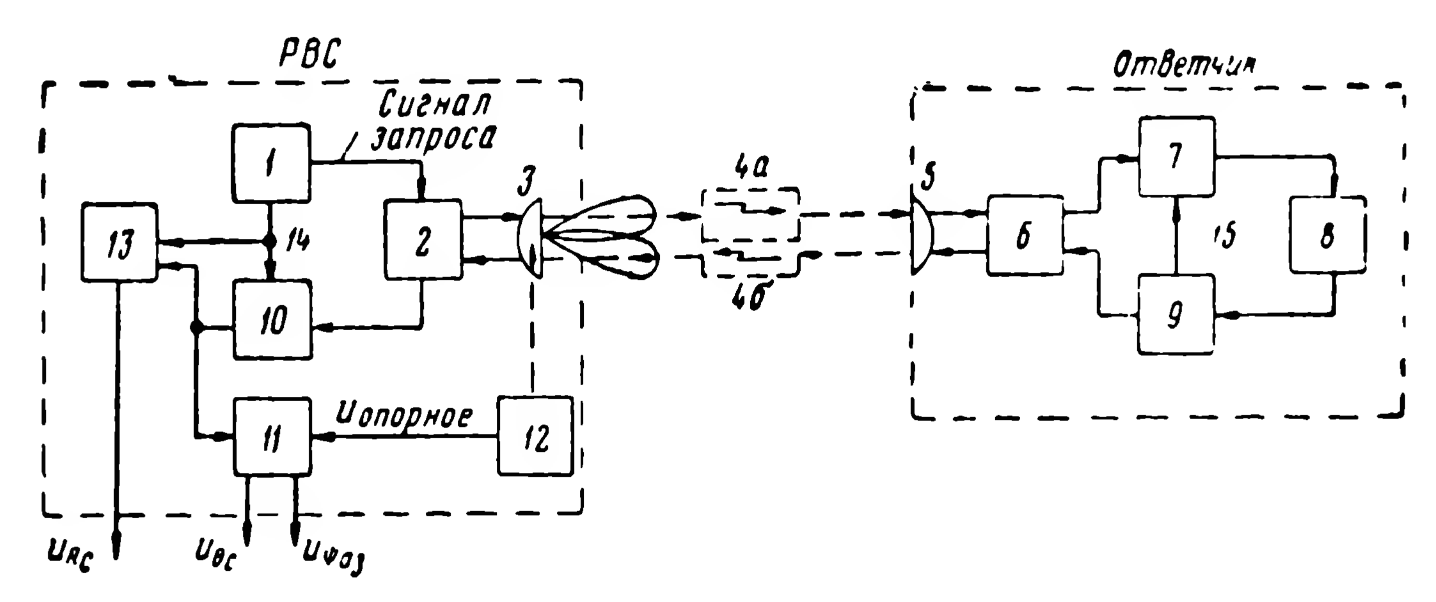


Рис. 2.20. Блок-схема системы радиовизирования „с запросом“:

1 — радиопередающий тракт канала „запроса“; 2 — антенный переключатель; 3 — приемно-передающая антенна радиовизира снаряда; 4а и 4б — трассы соответственно канала „запроса“ и канала „ответа“; 5 — приемно-передающая антенна ответчика; 6 — антенный переключатель; 7 — радиоприемное устройство сигнала „запроса“; 8 — модулятор; 9 — генератор передающего устройства сигнала „ответа“; 10 — радиоприемный тракт канала „ответа“; 11 — блок угловых координат; 12 — устройство для вращения диаграммы направленности антенны; 13 — блок дальности; 14 — видеоимпульс, совпадающий во времени с сигналом запроса; 15 — видеоимпульс, запирающий приемник на время излучения сигнала ответа. РВС — радиовизир снаряда.

на борту управляемого снаряда устанавливается ответчик. * В состав ответчика входят радиоприемное устройство канала запроса и радиопередающее устройство канала ответа. Соответственно в составе радиовизира снаряда имеются радиоприемное устройство канала ответа и радиопередающее устройство канала запроса. Длины рабочих волн радиоканала запроса и радиоканала ответа целесообразно выбирать различными, так как при этом полностью устраняются помехи за счет отражения от местных предметов.

Система радиовизирования с запросом в отличие от рассмотренной выше системы без запроса позволяет получить при визировании из одной точки не только дан-

* Радиовизирование снаряда радиолокационным способом по отраженному сигналу практического значения не имеет.

ные об угловых координатах снаряда (угол места $\theta_с$ и азимут $\psi_{аз}$), но и данные о дальности до снаряда $R_с$.

В радиовизирах снаряда часто используются антенны, следящие за снарядом. При этом приборные аналоги угловых координат снаряда снимаются с датчиков углового положения антенны.

Могут применяться также и неподвижные антенны со сканирующей диаграммой направленности. В этом случае угловые координаты снаряда отображаются в модуляции принимаемого сигнала. По данным радиовизира определяют положение снаряда в неподвижной системе координат. Эти данные снимаются с выхода фазовых детекторов в виде напряжений, пропорциональных отклонению снаряда от равносигнальной зоны.

Антенна радиовизира снаряда может быть направлена на цель с помощью специального привода, связанного с визиром цели. При этом так же, как в предыдущем случае, координаты снаряда измеряются напряжениями на выходе фазовых детекторов, но эти координаты будут уже связаны с целью.

При автоматическом управлении приборные аналоги координат снаряда $u_{\theta_с}$, $u_{\psi_{аз}}$, $u_{R_с}$ подаются на счетнорешающий прибор. Если управление ведется оператором, то на выходе радиовизира снаряда должно быть индикаторное устройство.

Остановимся теперь на некоторых общих вопросах осуществления систем радиовизирования снаряда.

Во многих случаях каждый отдельный комплекс радиовизирования используется для визирования только одного снаряда. В подобных случаях при наведении на одну и ту же цель одновременно нескольких снарядов радиовизир каждого из снарядов выполняется таким образом (например, путем соответствующей шифрации сигналов), чтобы не было взаимных помех. Каждый радиовизир принимает сигналы только с одного снаряда.

Возможны также и системы панорамного визирования. Здесь координаты всех снарядов измеряются одним радиовизиром, осуществляющим панорамный обзор пространства. При этом надо учитывать возможность появления специфической ошибки, связанной с дискретной выдачей данных радиовизирования.

При радиовизировании снаряда могут возникнуть приборные ошибки измерения визируемых величин из-за влияния на условия распространения радиоволн струи выхлопных газов управляемого снаряда. Подобные ошибки в принципе будут аналогичны приборным ошибкам, возникающим в радиолокационной станции из-за флюктуаций сигнала, отраженного от цели.

Ошибки, определяемые собственными шумами радиоприемных устройств, при радиовизировании снаряда обычно значительно меньше, чем при радиовизировании цели, ввиду того, что сигнал радиомаяка или ответчика имеет мощность, значительно превышающую мощность сигнала, отраженного от цели.

Абсолютное значение ошибки определения угловых координат в системах визирования или вообще не зависит от дальности (от пункта управления до снаряда), или увеличивается с увеличением дальности. Последнее обусловливается уменьшением мощности радиосигналов на входе приемных устройств с увеличением дальности. Поэтому погрешность в определении величины линейной ошибки управления, возникающая из-за приборных ошибок радиовизирования, возрастает с увеличением дальности (по крайней мере по линейному закону).

Зависимость абсолютной величины приборной ошибки определения расстояния различна для различных систем радиовизирования. Так, например, в рассмотренной выше радиосистеме визирования «с запросом» абсолютное значение ошибки практически не зависит от дальности (если не учитывать влияния собственных шумов приемника).

В радиосистеме визирования без запроса, в которой расстояние определяется с помощью двух пеленгаторов, абсолютное значение ошибки зависит от дальности.

Важной характеристикой радиосистем визирования снаряда являются их передаточные функции [12, 69]. Для радиовизиров, следящих за снарядом, эти передаточные функции определяются отношением изображения приборного аналога визируемой величины к изображению самой величины. Так, например, передаточная функция радиосистемы измерения дальности будет

$$\Phi_{R_c}(p) = \frac{u_{R_c}(p)}{R_c(p)}. \qquad (2.2.7)$$

2.3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ НЕКОТОРЫХ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ ВИЗИРОВАНИЯ ЦЕЛИ

1. Классификация способов радиовизирования цели

Способы визирования цели определяют некоторые особенности функциональных схем систем радиоуправления. В настоящем разделе эти особенности рассматриваются на примерах систем радиотелеуправления и радиотеленаведения, известных из технической литературы [8, 13, 28, 46, 51].

Классификацию способов визирования цели удобно провести по признаку месторасположения источника энергии и чувствительного элемента, используемых в системе визирования. При таком признаке классификации можно различать следующие способы радиовизирования цели:

1. Радиолокационное визирование цели с пункта управления.
2. Радиовизирование цели со снаряда.

2. Функциональные схемы некоторых систем радиоуправления при радиолокационном визировании цели с пункта управления

Радиолокационное визирование цели с пункта управления применяется в системах радиотелеуправления и радиотеленаведения. Принципы такого визирования аналогичны принципам радиовизирования снаряда. Отличием радиолокационного визирования цели от радиовизирования снаряда является использование отраженного сигнала вместо сигнала радиомаяка или ответчика.

Вообще радиолокационное визирование цели можно использовать с любыми методами наведения. Такое визирование осуществляется радиолокационной станцией, входящей в состав комплекса аппаратуры пункта управления. Эту станцию назовем радиовизиром цели. На рис. 2.21 приведена общая схема системы [46], обеспечивающей трехточечное наведение зенитной ракеты на самолет. В этой системе используются радиолокационное визирование цели с пункта управления и ручное наведение снаряда на цель способом радиотелеуправления.

На рис. 2.22 дана функциональная схема системы

радиоуправления, соответствующая общей схеме, приведенной на рис. 2.21.

Функциональные схемы вида, изображенного на рис. 2.22, полезны при выборе и разработке радиотехнических устройств систем управления, так как они

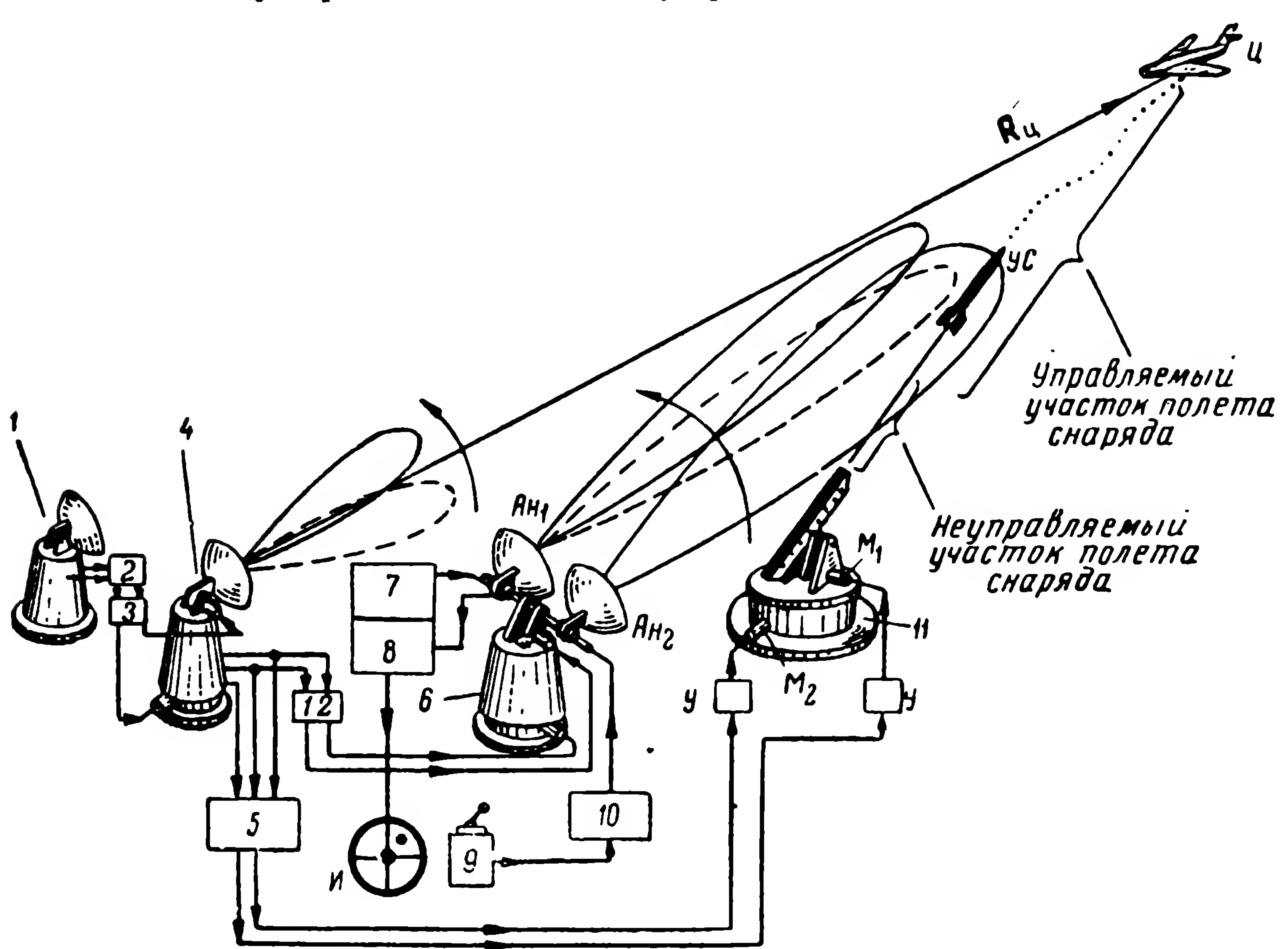


Рис. 2.21. Система радиотелеуправления зенитной ракетой с радиолокационным визированием цели:

1 — радиолокатор обнаружения цели; *2* — устройство съема данных с этого локатора; *3* — силовой привод к антенне радиовизира цели; *4* — радиолокатор слежения за целью (радиовизир цели); *5* и *12* — счетнорешающие приборы; *6* — радиовизир снаряда; *7* — передающее устройство этого радиовизира; *8* — приемное устройство; *9* — датчик команд; *10* — передающее устройство линии радиотелеуправления; *11* — стартовая установка; *У* — усилители; M_1 и M_2 — моторы соответственно угла места и азимута; УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; $Ан_1$ — антенна радиовизира снаряда; $Ан_2$ — передающая антенна линии радиотелеуправления; *И* — индикатор.

в простом и наглядном виде характеризуют состав и взаимную связь радиоканалов, входящих в систему управления.

Для случая автоматического управления в схемах рис. 2.21 и 2.22 оператор, индикатор и датчик команд должны быть заменены управляющим счетнорешающим прибором.

Радиолокационная станция обнаружения цели *1* ведет поиск целей в заданном секторе. После обнаружения цели

ее угловые координаты $\theta''_ц$ и $\psi''_{ца}$ через устройство съема данных *2* в виде напряжений $u''_{\theta_ц}$ и $u''_{\psi_{ца}}$ поступают на силовой привод к антенне радиовизира цели *4*. Двигатели угла места и азимута этого радиовизира поворачиваются

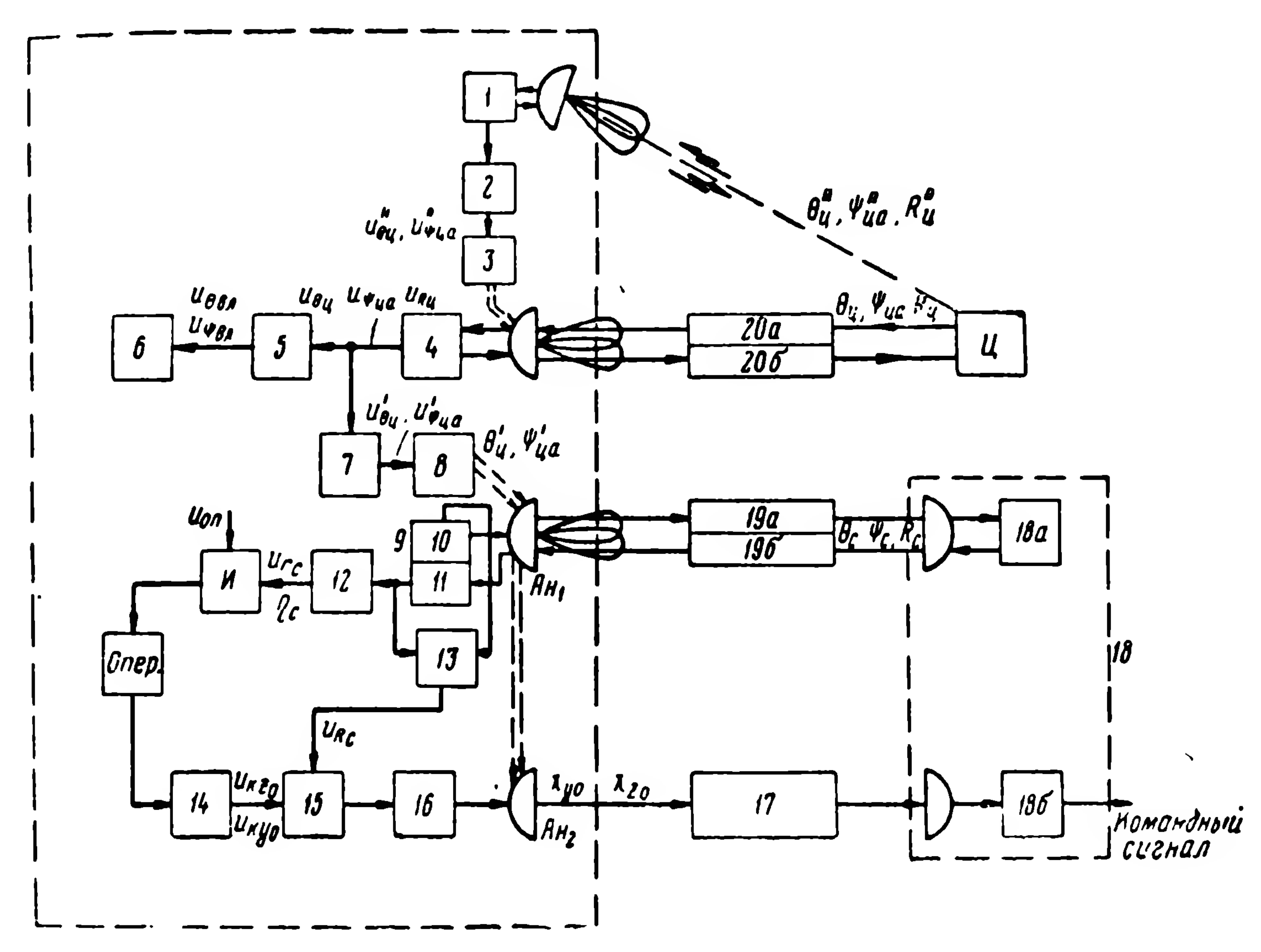


Рис. 2.22. Функциональная схема системы радиотелеуправления с радиолокационным визированием цели с пункта управления:

1 — радиолокационная станция обнаружения цели; *2* — устройство съема данных с этой станции; *3* — силовой привод к антенне радиовизира цели; *4* — радиовизир цели; *5* — счетнорешающий прибор; *6* — стартовая установка; *7* — счетнорешающий прибор, вычисляющий поправку на параллакс; *8* — силовой привод к антенне радиовизира снаряда; *9* — радиовизир снаряда; *10* — передающее устройство этого радиовизира; *11* — приемное устройство; *12* — блок угловых координат снаряда; *13* — блок дальности; *14* — датчик команд; *15* — блок коррекции команд управления; *16* — передающее устройство линии радиотелеуправления; *17* — трасса линии радиотелеуправления; *18* — бортовая аппаратура снаряда (*18а* — ответчик; *18б* — радиоприемное устройство линии радиотелеуправления); *19* — трасса радиоканалов визирования снаряда (*19а* — канал „запроса", *19б* — канал „ответа"); *20* — трасса радиоканалов визирования цели.

Ц — цель; *Опер* — оператор; *И* — индикатор; $Ан_1$ — антенна радиовизира снаряда; $Ан_2$ — передающая антенна линии радиотелеуправления.

так, что его антенна оказывается направленной на цель. Радиовизир цели захватывает цель и следит за ней в течение всего процесса наведения. Положение цели определяется в земной системе координат, центр которой связан с радиовизиром *4*. Этот радиовизир через счетнорешающий прибор *7* (рис. 2.22) управляет положением антенны ра-

диовизира снаряда $Ан_1$ и антенны передающего устройства линии радиотелеуправления $Ан_2$. Подобное управление осуществляется путем подачи на силовые приводы *8* антенн $Ан_1$ и $Ан_2$ напряжений $u'_{\theta_ц}$ и $u'_{\psi_{ца}}$.

Для радиовизирования снаряда используется амплитудно-импульсная система с „запросом". Блок-схема такой системы приведена на рис. 2.20. Координаты снаряда определяются в измерительной системе координат, одна из осей которой направлена на цель. После того, как снаряд вошел в зону действия его радиовизира, на экране индикатора этого радиовизира *И* появляется изображение снаряда в виде светящегося пятна. Изображение цели всегда будет в центре экрана индикатора, так как ось антенны $Ан_1$ направлена на цель. Отклонение отметки снаряда от центра экрана будет пропорционально угловым составляющим ошибки управления $\Delta\theta_с$ и $\Delta\psi_с$. Оператор наблюдает на индикаторе за расположением отметки снаряда и, перемещая ручку датчика команд *14* (рис. 2.22), формирует команды χ_{y_0}, χ_{z_0}, которые по линии радиотелеуправления передаются затем на снаряд. Для того чтобы эти команды управления соответствовали линейным составляющим ошибки управления, напряжения с датчика команд $u_{к\,y_0}$, $u_{к\,z_0}$ пропускаются через блок *15*, усиление которого пропорционально дальности $R_с$. Поворачивая ручку, оператор стремится привести отметку снаряда к центру экрана индикатора, тем самым обеспечивая следование снаряда по необходимой траектории.

Перед каждым выстрелом необходимо правильно наводить стартовую установку *6*, чтобы вывести снаряд по кратчайшему расстоянию в зону действия радиовизира снаряда. Подобная задача решается счетнорешающим прибором *5*. На вход этого счетнорешающего прибора поступают координаты движущейся цели в виде напряжений $u_{\theta_ц}$ и $u_{\psi_{ца}}$, а с выхода снимаются сигналы $u_{\theta_{вл}}$ и $u_{\psi_{вл}}$, управляющие направлением выстрела.

В общем случае для уменьшения ошибки прицеливания может оказаться необходимым учет расстояния до цели $R_ц$, а также скорости и направления движения цели. Поэтому в счетнорешающий прибор *5* в схеме рис. 2.22 дополнительно вводится аналог дальности до цели $u_{R_ц}$.

Следует заметить, что в общем случае в состав схем типа рис. 2.22 должен входить еще счетнорешающий прибор, вводящий в команды управления поправки, которыми учитывается возможное «скручивание» измерительной, командной и исполнительной систем координат.

При управлении с поверхности земли радиолокационная станция обнаружения цели, радиовизир цели и ра-

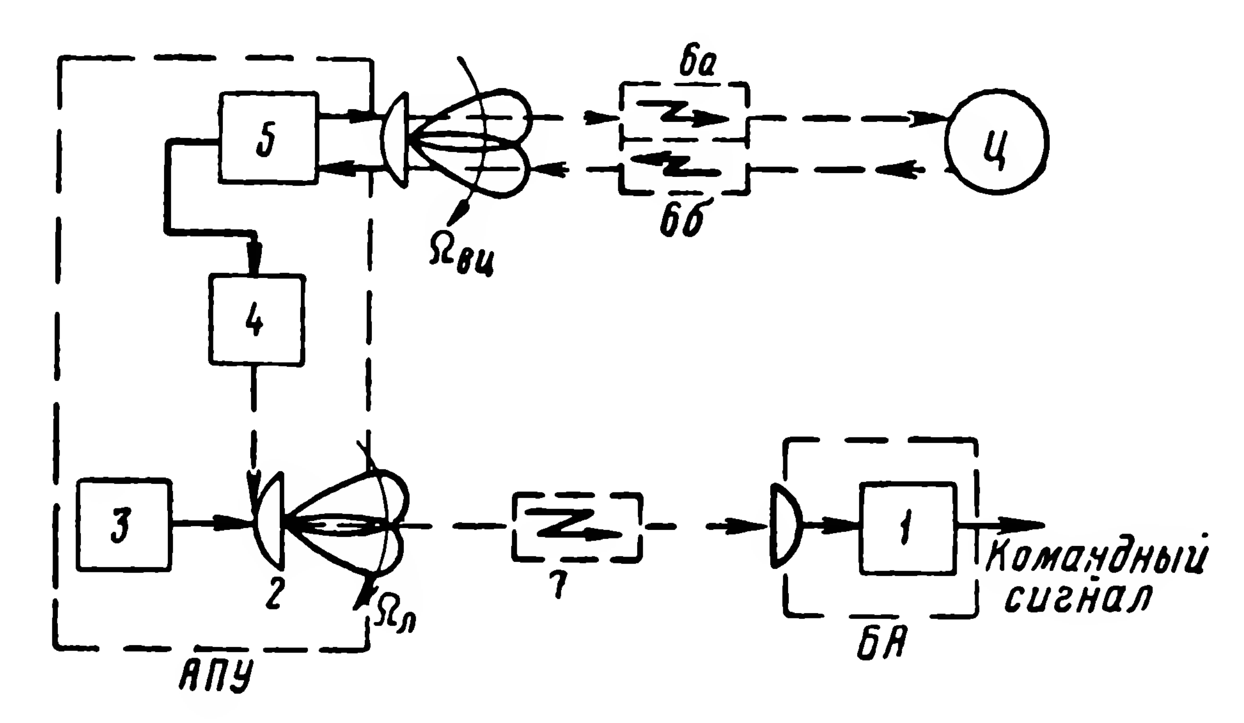


Рис. 2.23. Функциональная схема системы радиотеленаведения с радиолокационным визированием цели с пункта управления:

1 — радиоприемное устройство канала радиотеленаведения; *2* — антенное устройство радиолуча; *3* — передающее устройство радиолуча; *4* — счетнорешающее устройство и следящий силовой привод, управляющие положением радиолуча в пространстве; *5* — радиолокационная станция визирования цели, работающая в режиме автоматического слежения за целью; *6* — трасса прямого (*6а*) и отраженного (*6б*) сигналов цели; *7* — трасса канала радиотеленаведения; БА — бортовая аппаратура снаряда; АПУ — аппаратура пункта управления; $\Omega_л$ — частота вращения диаграммы направленности антенны радиолуча; $\Omega_{вц}$ — частота вращения диаграммы направленности антенны визира цели.

диовизир снаряда могут быть разнесены на местности на значительное расстояние. В подобных случаях в устройстве съема данных *2* и управляющем счетнорешающем приборе *7* должна вводиться поправка на параллакс.

Аппаратурный состав системы, изображенный на рис. 2.21, может быть упрощен путем совмещения аппаратуры радиоканала запроса с аппаратурой линии радиотелеуправления. При известных условиях можно также совместить аппаратуру радиовизира снаряда с аппаратурой радиовизира цели. Такое совмещение будет возможно в тех случаях, когда азимуты и углы места, определяющие положение снаряда и цели в пространстве

в единой системе координат, не будут существенно отличаться. Практически разности углов $\psi_{ца}$ и $\psi_{аз}$ и разности углов $\theta_ц$ и $\theta_с$ должны быть меньше ширины рабочей зоны совмещенного радиовизира. Следует отметить, что при управлении снарядом с самолета целесообразно использовать только совмещенный радиовизир цели и снаряда.

На рис. 2.23 приведена другая функциональная схема системы радиоуправления, соответствующая сочетанию радиолокационного визирования цели с пункта управления и радиотеленаведения в луче. Радиолокационная станция *5* (радиовизир цели), измеряющая координаты цели, через счетнорешающий прибор и следящий силовой привод *4* направляет на цель равносигнальную зону антенны *2*. В равносигнальной зоне движется снаряд, который наводится на цель методом совмещения. В этой системе также возможно упростить устройства пункта управления, если совместить аппаратуру визирования цели с аппаратурой радиолуча.

3. Функциональные схемы систем радиотелеуправления при визировании цели со снаряда

При визировании цели со снаряда на аппаратуру, установленную на снаряде, возлагается задача контроля взаимного расположения в пространстве снаряда и цели. Данные этого контроля по каналу радиоретрансляционного типа передаются затем на пункт управления. Здесь эти данные используются для выработки сигнала команды, который затем передается на снаряд по линии радиотелеуправления. Чувствительные элементы, применяемые для контроля цели, размещены на снаряде. Необходимость в специальном визировании с пункта управления как цели, так и снаряда в этом случае отпадает.

Способ визирования цели со снаряда используется в сочетании с радиотелеуправлением. Преимуществом радиотелеуправления с таким визированием цели является возможность осуществления управления вне пределов прямой геометрической видимости между целью и пунктом управления. Однако между снарядом и целью должна быть прямая геометрическая видимость.

Визирование цели со снаряда практически можно реализовать, например, на основе использования радиолокационного или телевизионного принципов.

На рис. 2.24 приведена общая схема осуществления радиотелеуправления авиационной бомбой, наводимой на корабль с помощью визира, установленного в головной части бомбы [46]. При использовании телевизионного визирования на бомбе устанавливается передающая телевизионная трубка с оптическим объективом,

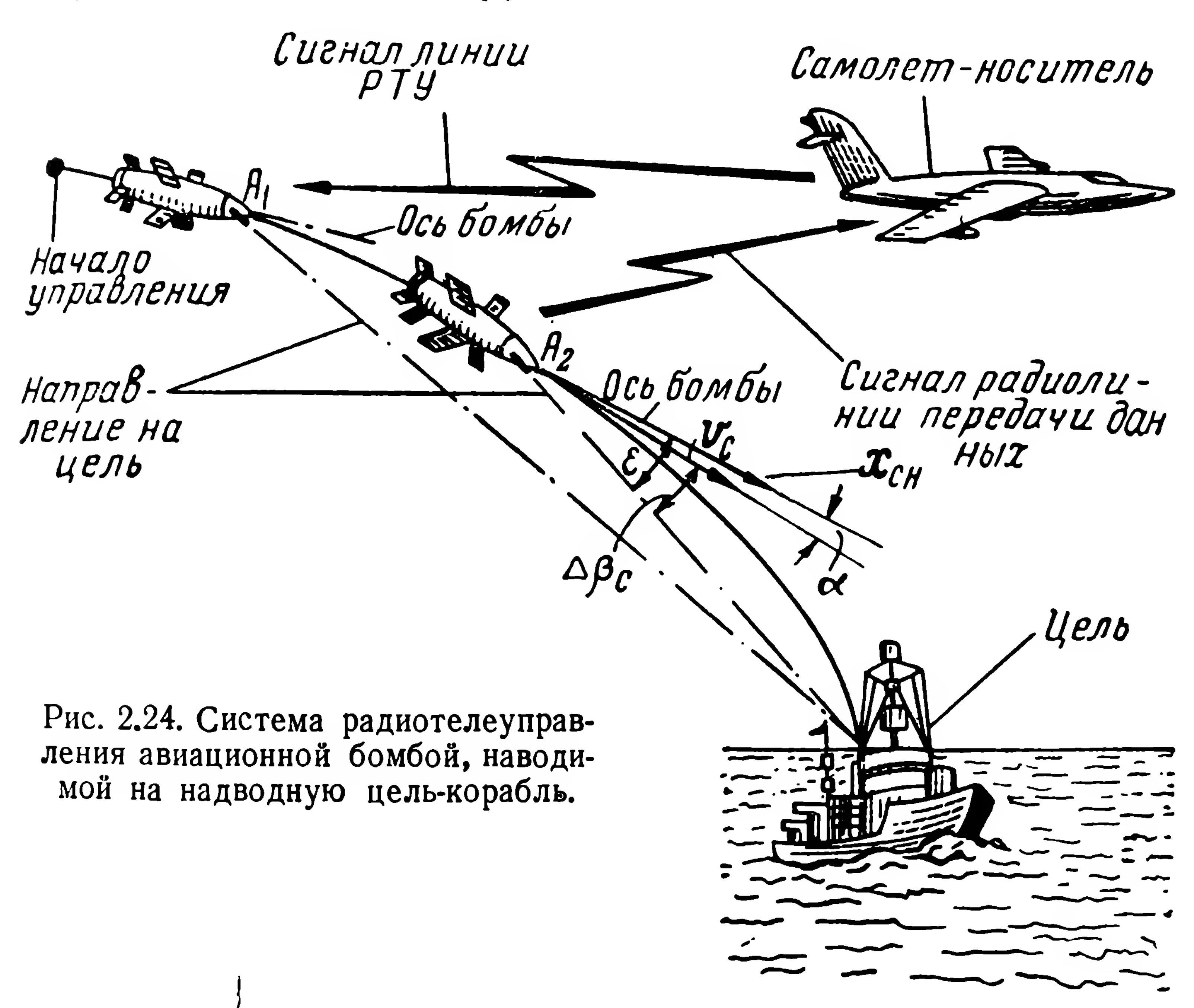


Рис. 2.24. Система радиотелеуправления авиационной бомбой, наводимой на надводную цель-корабль.

а на борту самолета-носителя — телевизионный приемник. Телевизионная трубка и объектив жестко связаны с корпусом бомбы, т. е. неподвижны в связанной системе координат. Угол между продольной осью бомбы и вектором ее скорости не контролируется. Визируемой величиной и ошибкой управления здесь является угол ε между продольной осью бомбы и направлением на цель. Оператор на самолете-носителе, наблюдая по экрану телевизионного приемника за изображением цели, с помощью датчика формирует команды, которые по линии радиотелеуправления передаются затем на бомбу. При этом оператор стремится совместить изображение цели с центром экрана. При таком совмещении продольная

ось бомбы будет направлена на цель. На рис. 2.25 изображена функциональная схема, соответствующая общей схеме рис. 2.24.

Если передающую трубку и объектив вместо связанной системы координат установить в поточной системе координат (например, с помощью флюгера), то полу-

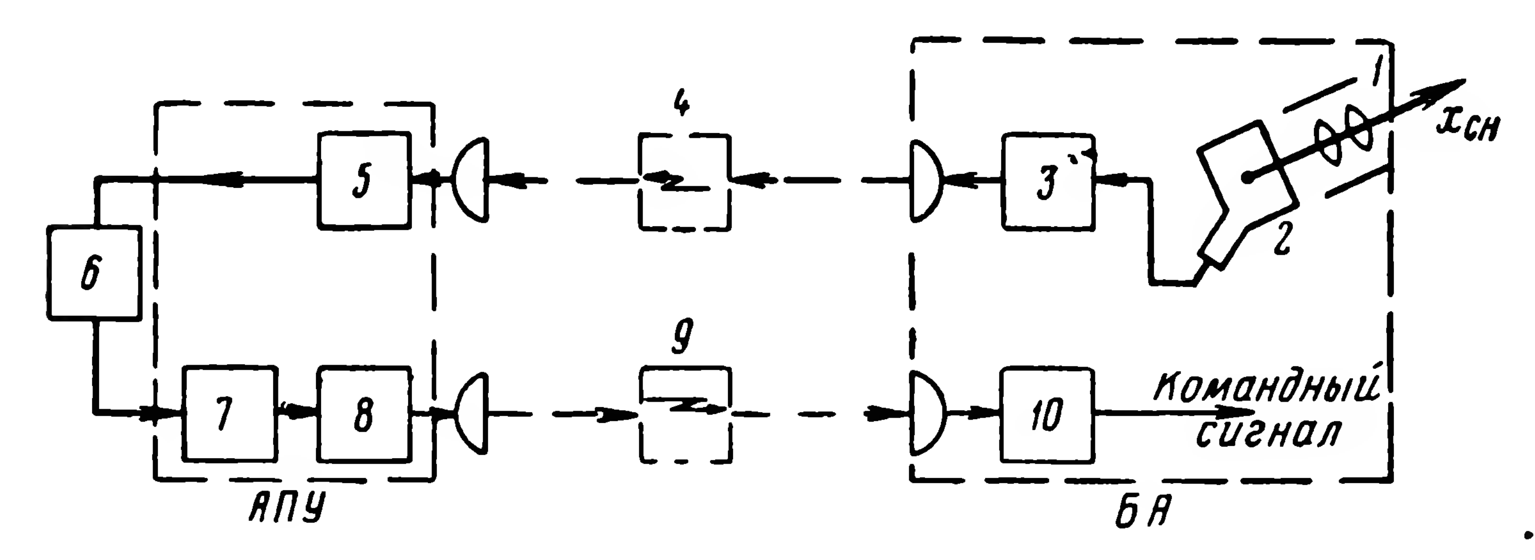


Рис. 2.25. Функциональная схема системы радиотелеуправления с телевизионным визированием цели со снаряда:

1 — объектив; 2 — передающая телевизионная трубка; 3 — телевизионное радиопередающее устройство; 4 — трасса радиотелевизионного канала; 5 — телевизионный приемник; 6 — оператор; 7 — датчик команд; 8, 9 и 10 — соответственно передающее устройство, трасса и радиоприемное устройство линии радиотелеуправления; БА — бортовая аппаратура снаряда (бомбы); АПУ — аппаратура пункта управления.

чим наведение по кривой погони. В такой системе ошибкой управления будет угол $\Delta\beta_c = \varepsilon - \alpha$ (рис. 2.24).

Наконец, если передающую трубку и объектив неподвижно установить в гиростабилизированной системе координат, то будет возможным и наведение в упрежденную точку, например, методом параллельного сближения.

Функциональная схема ручного радиотелеуправления при визировании цели с помощью радиолокатора, установленного на бомбе, приведена на рис. 2.26. Эта схема в принципе аналогична схеме рис. 2.25. На борту снаряда (или бомбы) вместо телевизионной трубки и объектива установлена радиолокационная станция с панорамным обзором некоторого сектора пространства. Ясно, что радиолинии передачи данных в схемах рис. 2.25 и 2.26, а также индикаторные устройства различны.

При телевизионном визировании радиолиния передачи данных — радиотелевизионная линия. При использовании радиолокационного принципа необходимо иметь

радиоретрансляционную линию, по которой со снаряда на пункт управления передаются: углы положения антенны в связанной со снарядом системе координат, зондирующий и отраженный импульсы. Эти данные поступают в индикатор (в схеме рис. 2.26 блок *6*), который является по существу вынесенным на пункт управления индикатором радиолокационной станции, размещенной на

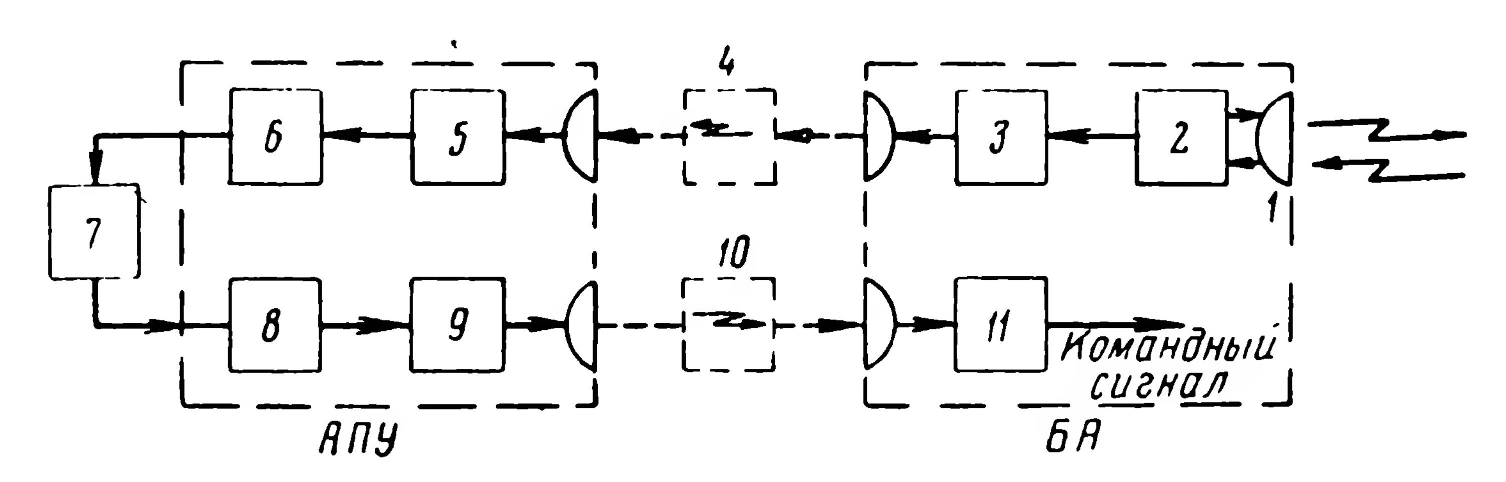


Рис. 2.26. Функциональная схема системы радиотелеуправления с радиолокационным визированием цели со снаряда:

1 — антенна бортового радиолокатора визирования цели; *2* — остальная аппаратура этого радиолокатора; *3*, *4* и *5* — соответственно передающее устройство, трасса и радиоприемное устройство радиолинии передачи данных; *6* — индикатор; *7* — оператор; *8* — датчик команд; *9*, *10* и *11* — соответственно передающее устройство, трасса и радиоприемное устройство линии радиотелеуправления; БА — бортовая аппаратура снаряда (бомбы); АПУ — аппаратура пункта управления.

снаряде. Работа развертывающего устройства индикатора должна быть синхронизирована с качанием диаграммы направленности антенны бортовой радиолокационной установки. Положение электрической оси этой антенны однозначно определяется в связанной со снарядом системе координат, которая одновременно будет и измерительной системой координат цели. Таким образом, на экране индикатора оператор будет наблюдать цель в связанной со снарядом системе координат и, следовательно, с помощью ручного датчика команд сможет направлять снаряд на цель. В этом случае, очевидно, будет прямое наведение.

При визировании цели со снаряда возможно также осуществление и автоматического управления. При таком управлении вместо оператора, индикатора и датчика команд на пункте управления устанавливается соответствующий счетнорешающий прибор.

Преимуществом способа визирования цели со снаряда является то обстоятельство, что линейная ошибка

определения угловых координат цели здесь уменьшается по мере сближения снаряда и цели.

Радиотелеуправление с визированием цели со снаряда достаточно просто осуществляется как при управлении с земли, так и при управлении с самолета.

Следует отметить, что схема радиовизирования цели со снаряда по существу аналогична схеме слежения за целью при активном самонаведении (рис. 2.12). Однако при самонаведении данные визирования реализуются не-

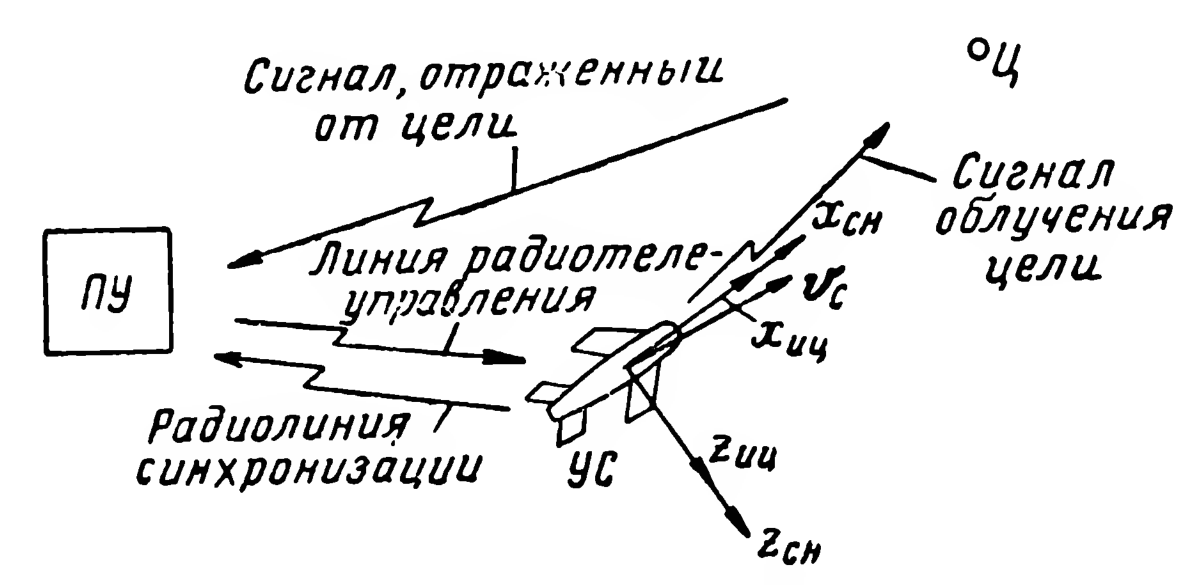


Рис. 2.27. Радиотелеуправление при визировании с „подсвечиванием" цели:
ПУ — пункт управления, УС — управляемый снаряд; Ц — цель.

посредственно в аппаратуре снаряда. В рассматриваемом случае эти данные используются для формирования сигналов команд на пункте управления. Кроме того, при самонаведении, после начала наведения, вмешательство оператора уже невозможно. При радиотелеуправлении, даже полностью автоматизированном, в случае необходимости оператор всегда может активно вмешаться в процесс наведения.

В заключение рассмотрим еще одну функциональную схему системы радиоуправления, в которой используется так называемое визирование с «подсвечиванием» цели. Принцип действия такой системы поясняется с помощью рис. 2.27. Функциональная схема приведена на рис. 2.28. Диаграмма направленности антенны передающего устройства (работающего в импульсном режиме), установленного на снаряде, качается в связанной со снарядом системе координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$ и обеспечивает тем самым панорамный обзор некоторого сектора пространства. Данные об углах положения диаграммы на-

правленности антенны в этой системе координат вместе с импульсами передатчика передаются на пункт управления по радиолинии и принимаются приемником сигналов синхронизации *8*. Кроме этих данных, на пункте управления приемником *10* принимаются импульсы, отражаемые целью в те промежутки времени, когда на нее направлена качающаяся диаграмма направленности

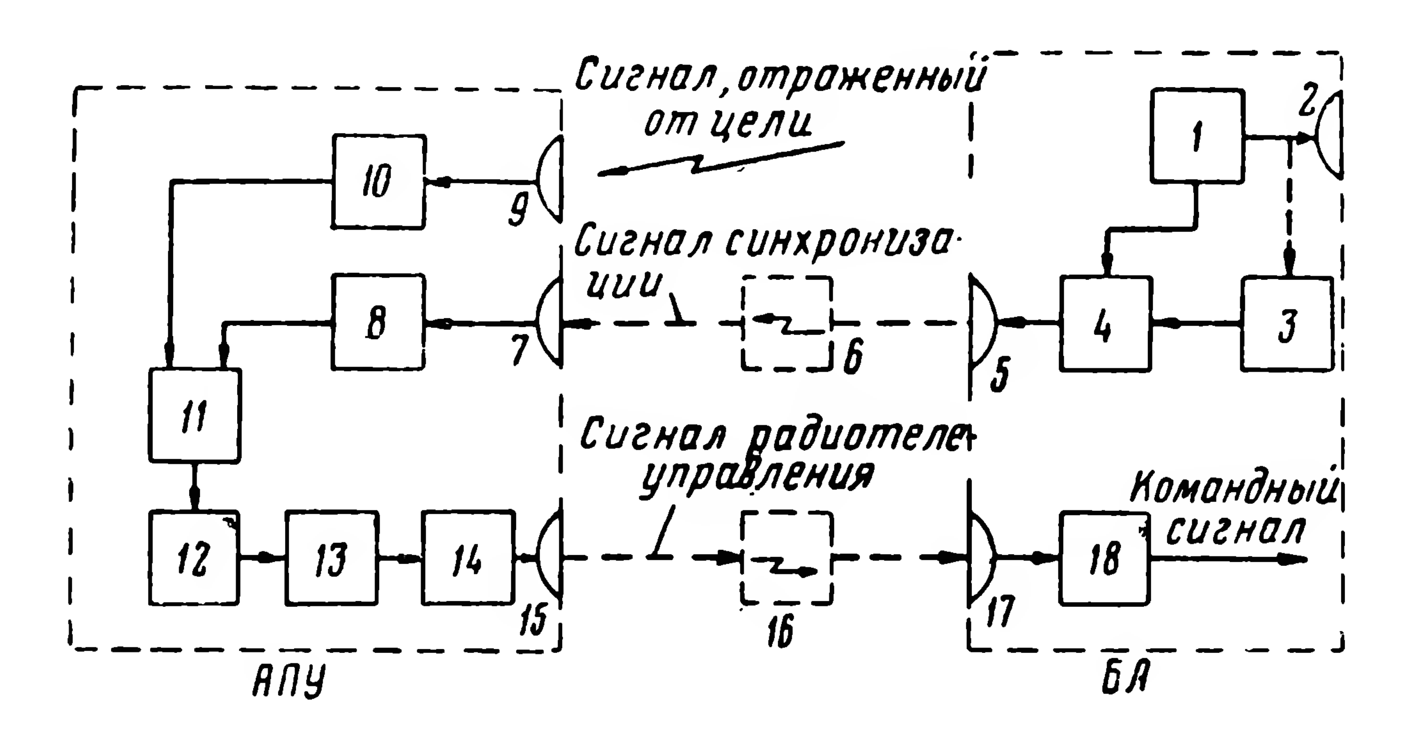


Рис. 2.28. Функциональная схема системы радиотелеуправления с использованием способа „подсвечивания" цели:

1 — передающее устройство радиосигнала облучения (подсвечивания) цели; *2* — передающая антенна радиолокационного типа (например, обеспечивающая панорамный обзор определенного сектора пространства); *3* — блок формирования сигналов, отображающих положения электрической оси передающей антенны в системе координат, связанной со снарядом; *4* и *5* — передающее устройство и передающая антенна радиолинии синхронизации; *6* — трасса радиолинии синхронизации; *7* и *8* — приемная антенна и приемник радиолинии синхронизации; *9* и *10* — приемная антенна и приемник отраженных от цели сигналов; *11* — индикатор; *12* — оператор; *13* — датчик команд; *14* и *15* — передатчик и передающая антенна линии радиотелеуправления; *16* — трасса линии радиотелеуправления; *17* и *18* — приемная антенна и приемник линии радиотелеуправления; БА — бортовая аппаратура снаряда; АПУ — аппаратура пункта управления.

антенны снаряда. Все принятые сигналы поступают на индикатор *11*. Смещение отметки цели на экране этого индикатора относительно его центра пропорционально угловым координатам цели, измеряемым в связанной со снарядом системе координат, которая и будет являться здесь измерительной системой координат цели. Оператор *12*, наблюдая за отметкой на индикаторе, формирует команды управления, которые передаются на снаряд по линии радиотелеуправления.

2.4. ПОНЯТИЕ О «СКРУЧИВАНИИ» СИСТЕМ КООРДИНАТ

Выше было дано общее определение термина «скручивание» измерительной, командной и исполнительной систем координат. Однако причины возникновения скручивания, а также допустимые пределы не рассматривались.

Возникновение явления скручивания удобно проследить на конкретном примере. В качестве такого примера рассмотрим схемы ручного радиотелеуправления зенитной ракетой, приведенные на рис. 2.21 и 2.22. Будем считать, что применяется декартовое рулевое управление. Напомним также, что эти схемы соответствуют случаю наведения снаряда на цель методом совмещения. При этом антенна радиовизира снаряда непрерывно следит за антенной радиовизира цели. Явление параллакса, связанное с разносом на местности этих радиовизиров, принимать во внимание не будем.

С антенной радиовизира снаряда связана прямоугольная система координат O; $x_{\text{ис}}$; $y_{\text{ис}}$; $z_{\text{ис}}$. Ось $x_{\text{ис}}$ непрерывно направляется на цель вдоль радиус-вектора $\mathbf{R}_{\text{ц}}$. Ось $z_{\text{ис}}$ расположена в горизонтальной плоскости так, как это показано на рис. 2.29.

Вращение антенны радиовизира снаряда по углу места происходит вокруг оси $z_{\text{ис}}$, а по азимуту — вокруг вертикальной оси $y_{\text{зм}}$. При такой антенной системе в процессе слежения за целью по азимуту $\psi_{\text{ц}a}$ и по углу места $\theta_{\text{ц}}$ будет происходить вращение осей $y_{\text{ис}}$; $z_{\text{ис}}$ относительно оси $x_{\text{ис}}$. Нетрудно показать [8], что угол поворота оси $y_{\text{ис}}$ или $z_{\text{ис}}$ относительно оси $x_{\text{ис}}$ определяется формулой

$$\tau_{\text{и скр}} = \int\limits_{\psi_{\text{ц}_0}}^{\psi_{\text{ц}a}} \sin\theta_{\text{ц}} d\psi_{\text{ц}a}, \tag{2.4.1}$$

где $\psi_{\text{ц}_0}$ — азимут в момент начала слежения;

$\psi_{\text{ц}a}$ — азимут в рассматриваемый момент.

При соответствующем осуществлении индикатора $И$ (рис. 2.22) положение снаряда в плоскости $Oy'_{\text{ис}}z'_{\text{ис}}$ (которая параллельна $Oy_{\text{ис}}z_{\text{ис}}$) определяет положение светящегося

пятна на экране индикатора в прямоугольной системе координат O; $y_{экр}$; $z_{экр}$, центр которой совпадает с центром экрана (рис. 2.30). Таким образом, измерительной системой координат в данном случае является система O; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$. Положение и величина радиус-вектора **l** (имеющего компоненты l_y и l_z), проведенного из центра экрана в светящую-

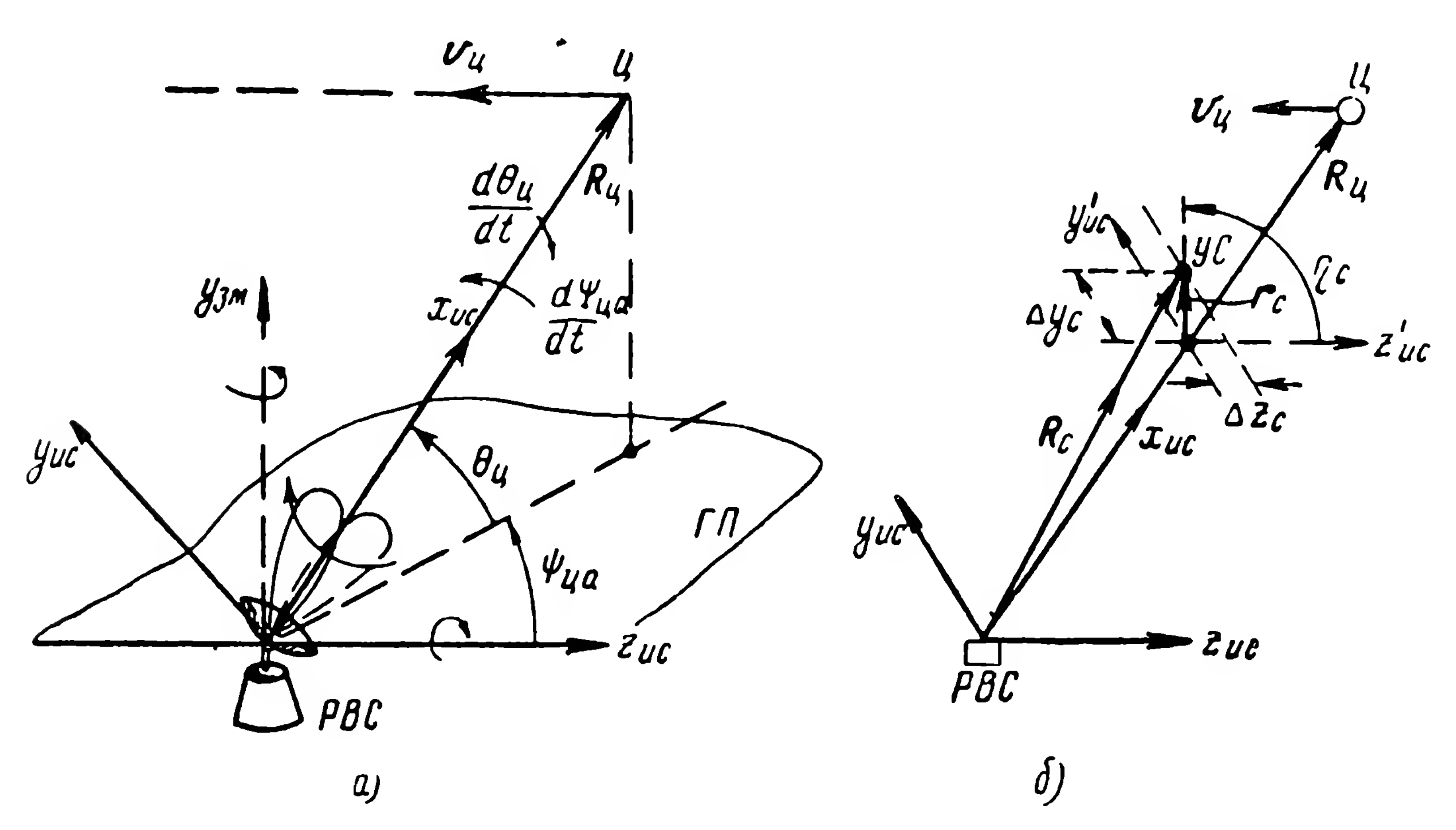


Рис. 2.29. К определению угла „скручивания" измерительной системы координат снаряда при радиотелеуправлении зенитной ракетой по схеме, изображенной на рис. 2.21 и рис. 2.22:

РВС — радиовизир снаряда; Ц — цель; УС — управляемый снаряд; ГП — горизонтальная плоскость.

ся точку, при наличии в системе визирования потенциометра дальности, будет полностью определять положение и величину радиус-вектора $\mathbf{r}_c$ (рис. 2.29,*б*) в плоскости $Oy'_{ис}z'_{ис}$.

Наблюдая по экрану индикатора за положением светящегося пятна, оператор с помощью датчика команд формирует необходимые команды, пропорциональные l_y и l_z.

Для идеального управления здесь необходимо обеспечить параллельность осей измерительной системы координат O; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$ и исполнительной системы координат O; x_{ω}; y_{ω}; z_{ω}. В этом случае можно считать, что формирование и исполнение команд осуществляется в одной и той же системе координат и скручивание отсутствует. Иногда рассматривается только так называемое плоское скручива-

ние, при котором оси $x_{ис}$ и x_w считаются совпадающими (рис. 2.31), и учитывается возможность взаимного поворота только осей $y_{ис}$ и y_w (или осей $z_{ис}$ и z_w). В результате возникновения скручивания вектор поперечного ускорения $\mathbf{w}_п$ будет повернут в пространстве относительно необходимого направления на угол, равный углу скручивания (рис. 2.31). В общем случае необходимо учитывать также и возможную непараллельность осей $x_{ис}$ и x_w, или, как иногда говорят, возможность излома этих осей.

В рассматриваемом примере ограничимся только характеристикой плоского скручивания.

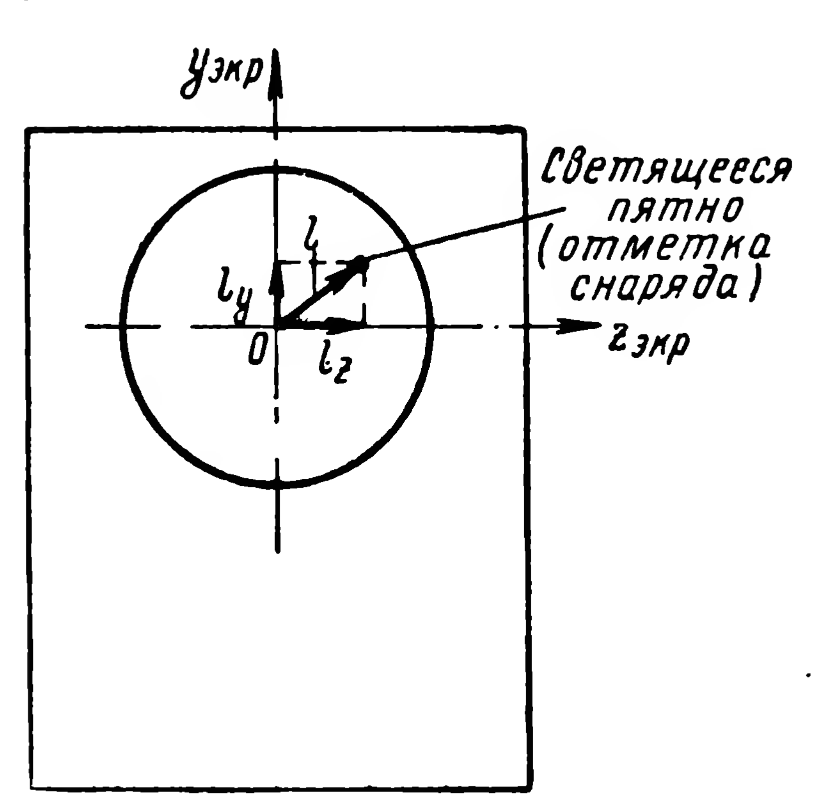


Рис. 2.30. Экран индикатора и „видимые" координаты снаряда.

Будем считать, что управляемый снаряд имеет гироскопическую стабилизацию корпуса относительно возможных поворотов вокруг его продольной оси. При такой стабилизации в процессе управления не возникает поворота осей y_w и z_w исполнительной системы координат вокруг оси x_w этой системы. В подобных условиях из-за вращения в пространстве осей измерительной системы координат угол между осями $y_{ис}$ и $z_{ис}$ этой системы и осями y_w и z_w исполнительной системы координат в процессе наведения будет изменяться. Величину угла взаимного поворота этих осей можно найти с помощью формулы (2.4.1). Если в начале процесса управления все оси измерительной и исполнительной систем координат были установлены взаимно параллельно, то по формуле (2.4.1) можно определить величину угла взаимного поворота, или угла скручивания $\tau_{скр}$, для любого момента времени в процессе управления, причем в рассматриваемом примере

$$\tau_{скр} = \tau_{и\,скр}. \tag{2.4.2}$$

Скручивание осей координат может возникнуть как при радиотелеуправлении, так и при радиотеленаведении и самонаведении.

В общем случае причиной возникновения скручивания может являться не только вращение измерительной системы координат, но и вращение командной системы координат или исполнительной системы координат,

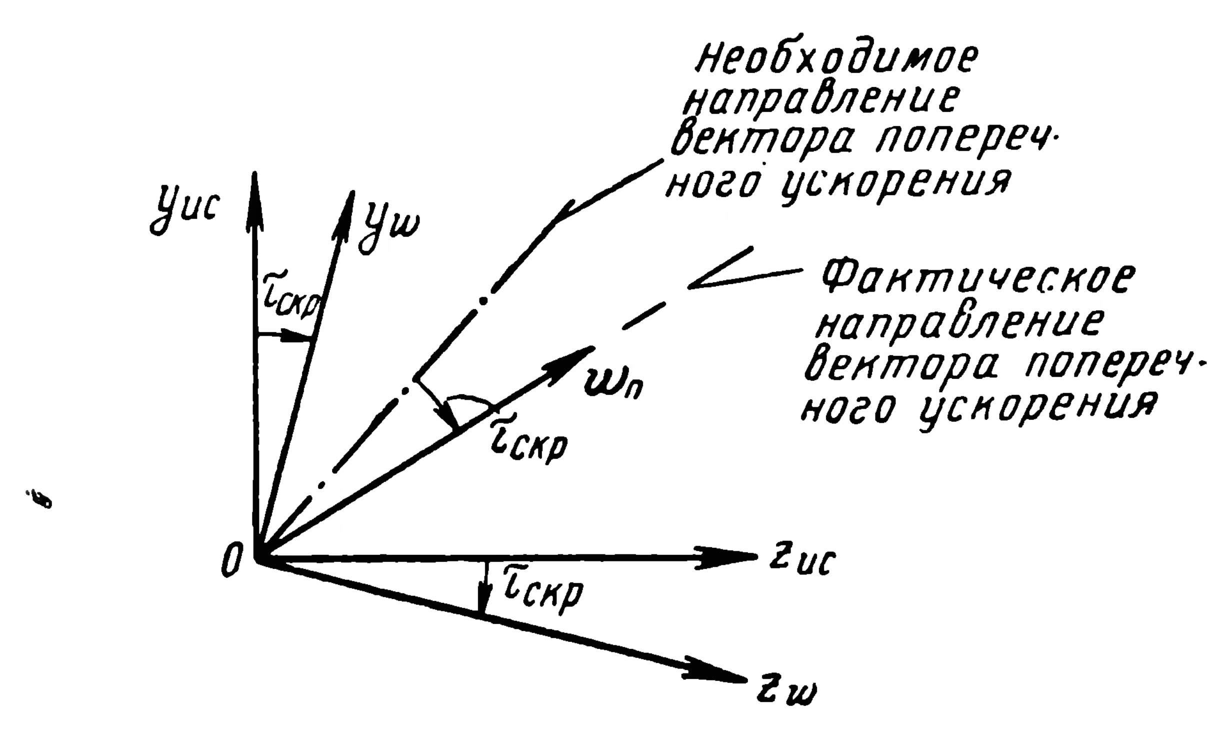


Рис. 2.31. К пояснению плоского скручивания измерительной и исполнительной систем координат.

а также одновременное вращение любых двух или даже всех трех систем координат.

Предельные допустимые значения угла скручивания определяются параметрами контура системы управления. Некоторые авторы считают [8], что при наличии плоского скручивания управление будет осуществляться нормально, если угол скручивания $\tau_{скр}$ не будет превышать 10°.

Вредный эффект, вызываемый возникновением скручивания, может быть уменьшен двумя путями.

Первый путь — это путь устранения самих причин, вызывающих скручивание. Подобный путь при радиотелеуправлении сводится к применению для визирования снаряда и цели гиростабилизированных систем координат. Если исполнительная система координат также стабилизирована относительно продольной оси снаряда, то плоское скручивание в подобном случае, очевидно, возникнуть не может.

Второй возможный путь снижения вредного эффекта, вызываемого скручиванием систем координат, состоит в измерении угла скручивания $\tau_{скр}$ с последующим вве-

дением соответствующих поправок в значение командного сигнала. В рассмотренном случае радиотелеуправления (рис. 2.21) поправка к командному сигналу, учитывающая скручивание, определяется на основе вычисления угла скручивания по формуле (2.4.1).

При самонаведении все три системы координат (измерительная, командная и исполнительная) имеют начало на снаряде. Подобное обстоятельство упрощает задачу устранения скручивания в тех случаях, когда оно может возникнуть.

На этом краткую характеристику явления скручивания заканчиваем; читателям, интересующимся более детальным рассмотрением вопросов скручивания, рекомендуем, например, книгу Л. С. Гуткина [8].

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПРИМЕР СИСТЕМЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ СНАРЯДОМ КЛАССА «ЗЕМЛЯ—ЗЕМЛЯ»

3.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для того чтобы показать особенности анализа системы радиоуправления, рассмотрим более подробно задачу наведения снаряда на неподвижную цель.

Снаряд стартует с катапульты, установленной на поверхности земли. На рис. 3.1,*а* приведена идеализированная траектория полета снаряда (в вертикальной плоскости). На этом рисунке O; $x_{зм}$; $y_{зм}$; $z_{зм}$ — земная система координат.

При неподвижной цели, расположенной на поверхности земли, вывод снаряда в точку пикирования (или в район цели) будет обеспечен в случае полета по определенной фиксированной траектории. Очевидно, что наилучшей траекторией всегда будет траектория, возможно более близкая к прямой линии, а с учетом кривизны Земли — к ортодромии.

Траектория, показанная на рис. 3.1,*а*, состоит из трех основных участков: набора высоты (*АБ*), сближения с целью (*БВ*) и пикирования (*ВГ*).

На участках набора высоты и пикирования применим способ автономного управления. Для управления полетом на участке *БВ* может быть использована система радиоуправления. К этой системе должны быть предъявлены следующие требования:

1. Обеспечение полета в вертикальной плоскости, проходящей через пункт управления и цель.
2. Обеспечение постоянства высоты полета.
3. Определение момента достижения снарядом точки

пикирования на цель, т. е. точки B и выработка команды пикирования.

Выполнение первого требования составляет так называемую задачу бокового управления. Эта задача может решаться различными способами: радиотеленаведением, радиотелеуправлением или автономным радио-

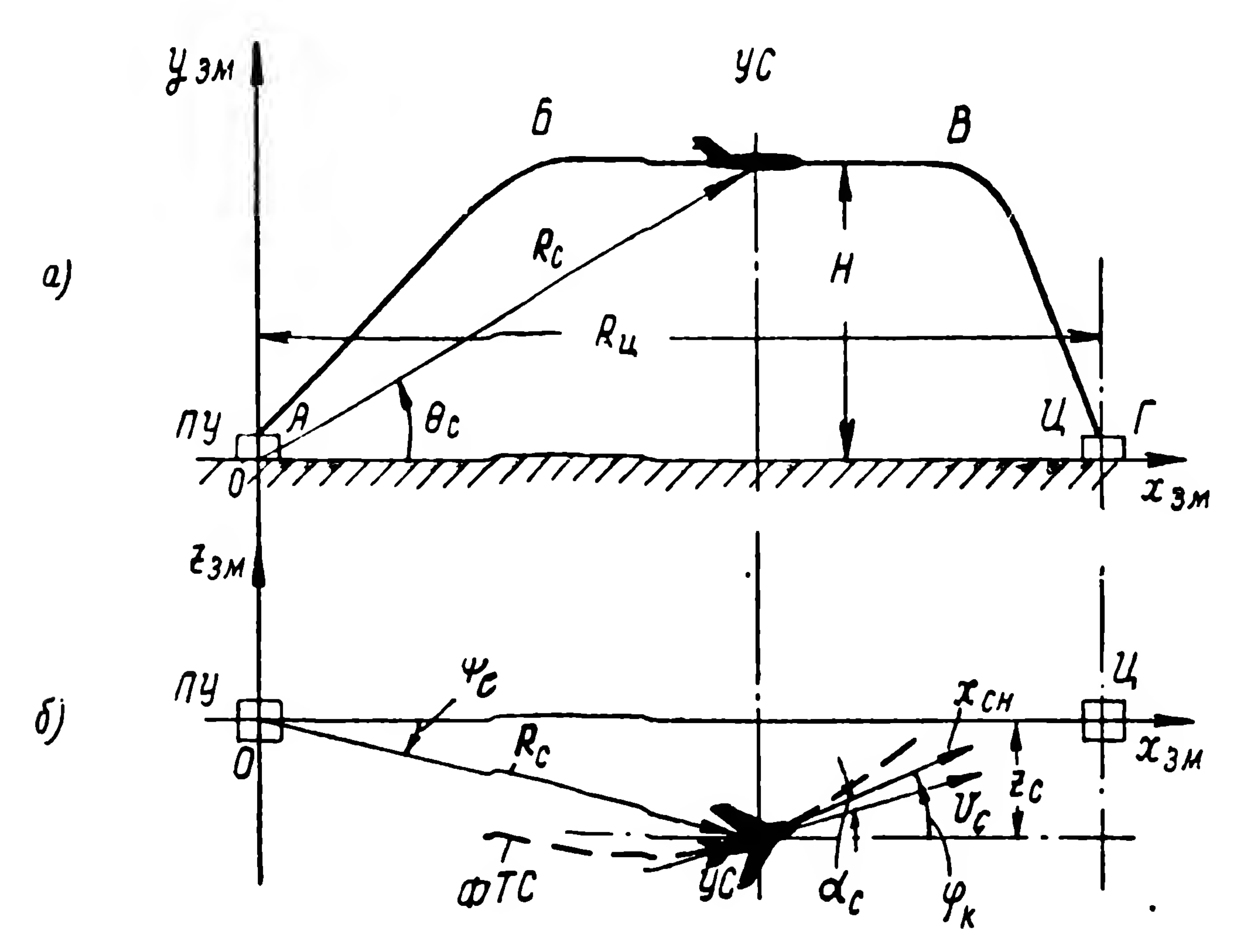


Рис. 3.1. Траектория наведения снаряда на неподвижную цель:

а — траектория в вертикальной плоскости; *б* — геометрические соотношения, определяющие движение снаряда в горизонтальной плоскости.

ПУ — пункт управления; УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; ФТС — фактическая траектория снаряда.

управлением. В частности, может быть использовано управление в радиозоне, рассмотренное в § 2.1.

Высота полета поддерживается постоянной с помощью автономной системы радиоуправления, основанной на использовании радиовысотомера.

Момент пикирования можно определять с помощью дальномера, измеряющего расстояние от пункта управления до снаряда. При достижении заданной дальности с пункта управления передается команда, включающая автомат пикирования снаряда.

Предположим, что снаряд снабжен контактным взрывателем и, следовательно, взрыв происходит при ударе

о землю. В этом случае промах $R_{пр}$ будет определяться как расстояние вдоль земли между центром цели и точкой взрыва.

Ошибки наведения, которые определяют величину промаха, зависят от точности работы различных элементов, входящих в систему управления.

Прежде всего отметим ошибки, возникающие в элементах автономного управления. Так, например, наличие крена в момент перехода в пикирование вызовет отклонение точки падения от цели. Следовательно, ошибки автомата стабилизации угла крена сказываются на величине промаха, главным образом на величине поперечной составляющей промаха.

Ошибки в работе автомата стабилизации высоты приводят к появлению продольной составляющей промаха. Причем, в зависимости от того, будет ли в момент перехода в пикирование высота меньше или больше расчетной, имеет место недолет или перелет. На величине промаха сказывается также изменение угла пикирования по сравнению с расчетным.

В дальнейшем мы будем полагать работу систем автономного управления идеальной и, следовательно, считать, что высота, угол крена и угол пикирования совпадают с расчетными значениями.

Вторая группа ошибок наведения определяется системой радиоуправления. Здесь следует различать ошибку по дальности, которая зависит от работы дальномера и канала передачи команды пикирования, и поперечную ошибку, которая определяется системой бокового управления. Предположим, что для бокового управления используется наведение по радиозоне. Тогда поперечная ошибка возникает, например, из-за неправильной ориентации радиозоны. Орентация радиозоны может производиться с помощью юстировочной установки (ЮУ), которая ставится на некотором расстоянии от места расположения антенной системы в направлении на цель (рис. 3.2). При этом возможны ошибки положения юстировочной установки $\Delta\psi_{ю}$ и ошибки в наводке радиозоны на эту установку $\Delta\psi_{нав}$. Ошибки могут возникать также из-за искажений радиозоны за счет отражений от поверхности земли [67] и местных предметов ($\Delta\psi_{мп}$). Поперечная ошибка наведения, связанная с не-

правильной ориентацией радиозоны, может быть определена как

$$z_{рз} \approx R_ц (\Delta\psi_ю + \Delta\psi_{нав} + \Delta\psi_{мп}), \qquad (3.1.1)$$

где $R_ц$ — расстояние от пункта управления до цели.

Поперечная ошибка в системе бокового управления может также являться следствием ошибки управления. В рассматриваемом случае ошибка управления возни-

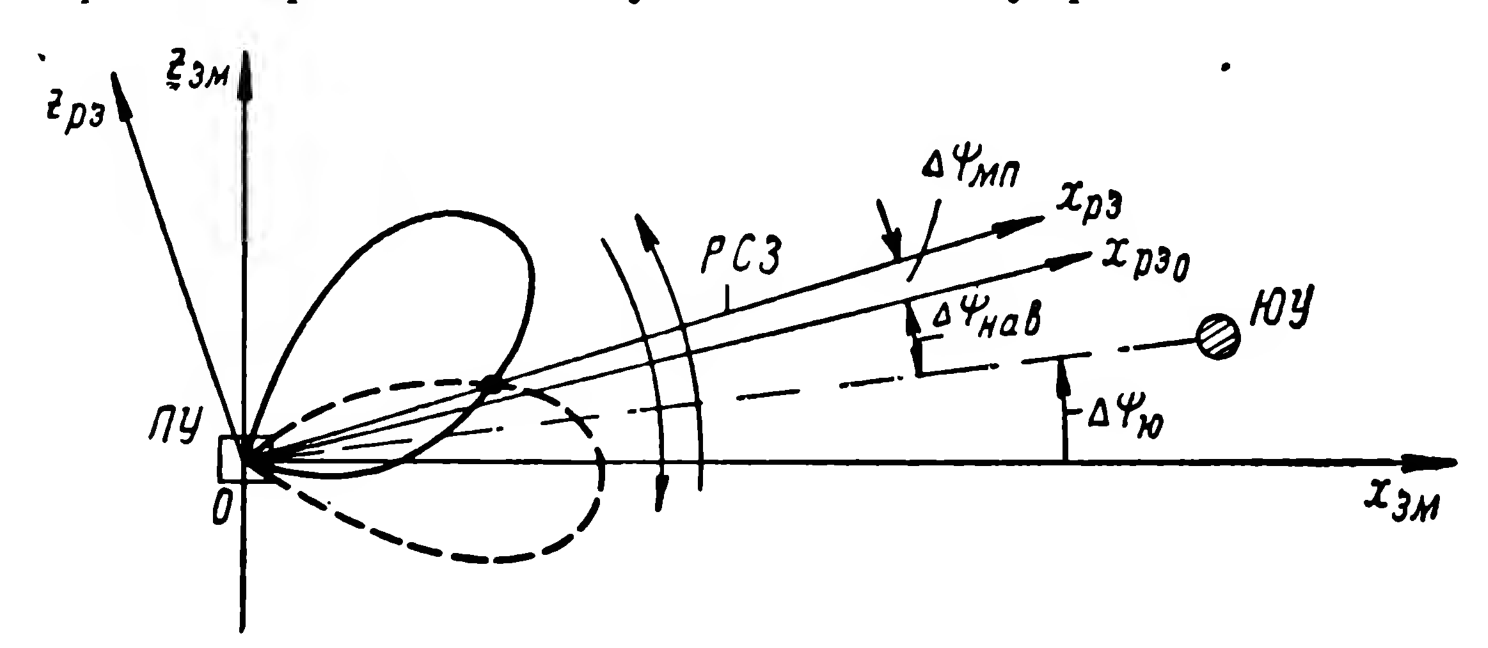


Рис. 3.2. Ошибки ориентации радиозоны в пространстве:
ЮУ — юстировочное устройство; РСЗ — равносигнальная зона.

кает из-за различных возмущений, действующих во время полета на снаряд и его систему управления. В результате снаряд отклоняется от радиозоны. В момент перехода в пикирование имеет место линейная ошибка наведения $z_н$ и угловая ошибка γ_c (рис. 3.3).

Полная поперечная составляющая промаха определяется как

$$z_ц \approx z_н + \gamma_c l_0 + z_{рз}, \qquad (3.1.2)$$

где l_0 — проекция траектории пикирования на горизонтальную плоскость (предполагается, что пикирование происходит в вертикальной плоскости).

Для определения ошибки управления в системе бокового управления необходимо учитывать наличие в этой системе замкнутой цепи управляющих воздействий или **контура управления**. Действительно, отклонение снаряда от радиозоны вызывает изменение глубины модуляции сигнала на входе бортового приемника. Это приводит к изменениям сигнала команды, а следова-

тельно, и управляющего напряжения, поступающего на силовой привод руля курса. При повороте руля снаряд меняет направление движения, в результате чего изменяется отклонение от радиозоны. Таким образом цепь оказывается замкнутой. Наличие замкнутой цепи является основным признаком системы автоматического регулирования. Методы, разработанные теорией автоматического регулирования, позволяют определять ошибку

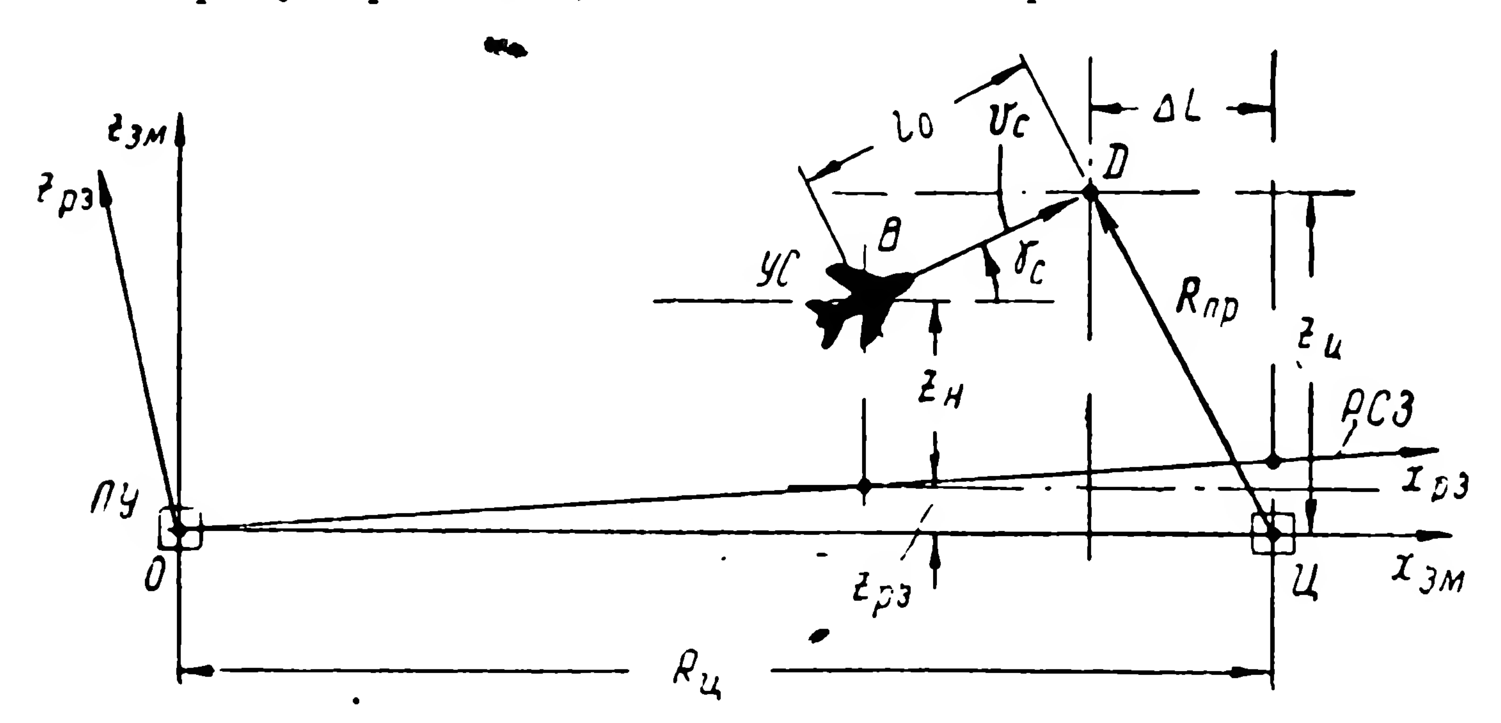


Рис. 3.3. К определению ошибок управления и промаха при наведении снаряда на неподвижную цель:

УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; РСЗ — равносигнальная зона; *D* — точка падения снаряда; ПУ — пункт управления.

управления и наведения для различных видов возмущений, действующих на систему. Величина промаха определяется в рассматриваемом случае следующим выражением, учитывающим ошибки системы радиоуправления:

$$R_{пр} \approx \sqrt{\Delta L^2 + z_ц^2}, \qquad (3.1.3)$$

где ΔL — продольная составляющая промаха (рис. 3.3).

Зная промах и используя методику, рассмотренную в § 1.3, можно определить вероятность поражения цели.

3.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Система бокового управления

Функциональная схема возможного варианта осуществления бокового управления полетом снаряда с помощью радиозоны, в принципе аналогичная рассмотрен-

ной в работах [13, 67], приведена на рис. 3.4. На этом рисунке O; $x_{зм}$; $z_{зм}$ — земная система координат.

Равносигнальная зона создается за счет переключений диаграммы направленности передающей антенны. Частота переключений диаграммы направленности из положения I в положение II и обратно ($F_{мн}$) задается

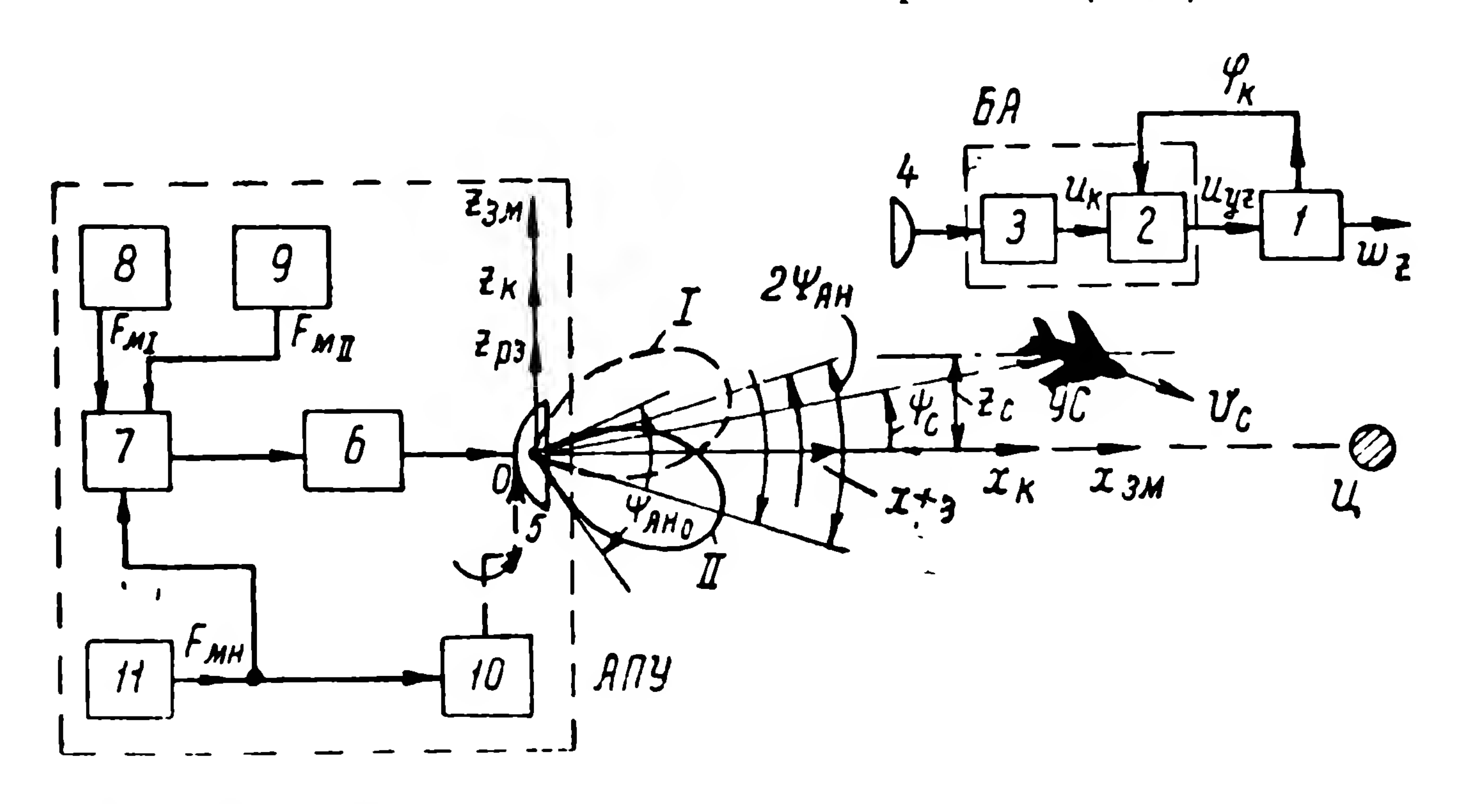


Рис. 3.4. Функциональная схема радиосистемы бокового управления:

1 — исполнитель команд (управляемый снаряд); *2* — автомат стабилизации курса и усилитель-преобразователь; *3* — радиоприемное устройство; *4* — приемная антенна; *5* — передающая антенна с переключающейся диаграммой направленности; *6* — передающее устройство пункта управления; *7* — переключатель модулирующих (поднесущих) частот; *8* и *9* — генераторы модулирующих частот $F_{мI}$ и $F_{мII}$ соответственно; *10* — переключатель положений диаграммы направленности передающей антенны; *11* — синхронизатор (генератор манипулирующей частоты $F_{мн}$); АПУ — аппаратура пункта управления; БА — бортовая аппаратура снаряда; *Ц* — цель; УС — управляемый снаряд.

синхронизатором *11*. Эту частоту иногда называют частотой манипуляции. Диаграмма направленности находится в положениях I и II в течение одинаковых интервалов времени, в первом приближении равных $\frac{T_{мн}}{2}$, где $T_{мн}$ — период частоты $F_{мн}$ (время переключения антенны из одного положения в другое считаем пренебрежимо малым по сравнению с длительностью этого периода). В направлении $x_{зм}$ образуется равносигнальная зона (радиозона), представляющая собой плоскость, в пределах которой амплитуда несущей в месте приема не меняется при переключении антенн. Очевидно, что плоскость радиозоны $Ox_{рз}y_{рз}$ совпадает с плоскостью

$Ox_{зм}y_{зм}$ земной системы координат при отсутствии установочных ошибок и ошибок за счет отражений от поверхности Земли и местных предметов.

Для того чтобы определить, в какую сторону от радиозоны отклонился снаряд, сигнал при нахождении диаграммы направленности в положении *I* должен по тем или иным характеристикам отличаться от сигнала при положении *II*. Это может быть обеспечено, например, путем амплитудной модуляции колебания несущей частоты колебанием поднесущей частоты $F_{мI}$ в течение одного полупериода частоты $F_{мн}$ и колебанием поднесущей частоты $F_{мII}$ в течение другого полупериода. Такая модуляция осуществляется генераторами *8* и *9*, которые подключаются к модулятору передатчика *6* через переключатель *7*.

Временные диаграммы и частотные спектры сигнала * в точке приема для различных положений снаряда относительно радиозоны приведены на рис. 3.5. В общем случае в состав этих спектров входят следующие три группы частот:

$$f_{нс} \pm (2n-1) F_{мн}, \qquad (3.2.1а)$$

$$f_{нс} \pm [F_{мI} \pm (2n-1) F_{мн}], \qquad (3.2.1б)$$

$$f_{нс} \pm [F_{мII} \pm (2n-1) F_{мн}], \qquad (3.2.1в)$$

где $n = 1, 2, 3, \ldots,$

$f_{нс}$ — несущая частота.

При значениях угла $\psi_c = 0$, т. е. при нахождении снаряда в радиозоне, боковые составляющие в первой группе частот отсутствуют. Причиной возникновения этих составляющих при углах $\psi_c \neq 0$ является амплитудная модуляция несущего колебания напряжением прямоугольной формы с частотой переключения диаграммы направленности передающей антенны $F_{мн}$.

Вторая и третья группы частот представляют собой боковые полосы амплитудной модуляции несущей поднесущими частотами $F_{мI}$ и $F_{мII}$. Каждая из этих поднесущих в свою очередь промодулирована по амплитуде напряжением прямоугольной формы частоты $F_{мн}$. Эти две группы присутствуют в спектре при любых условиях.

---

* Аналитическое определение этих спектров дано в гл. 5.

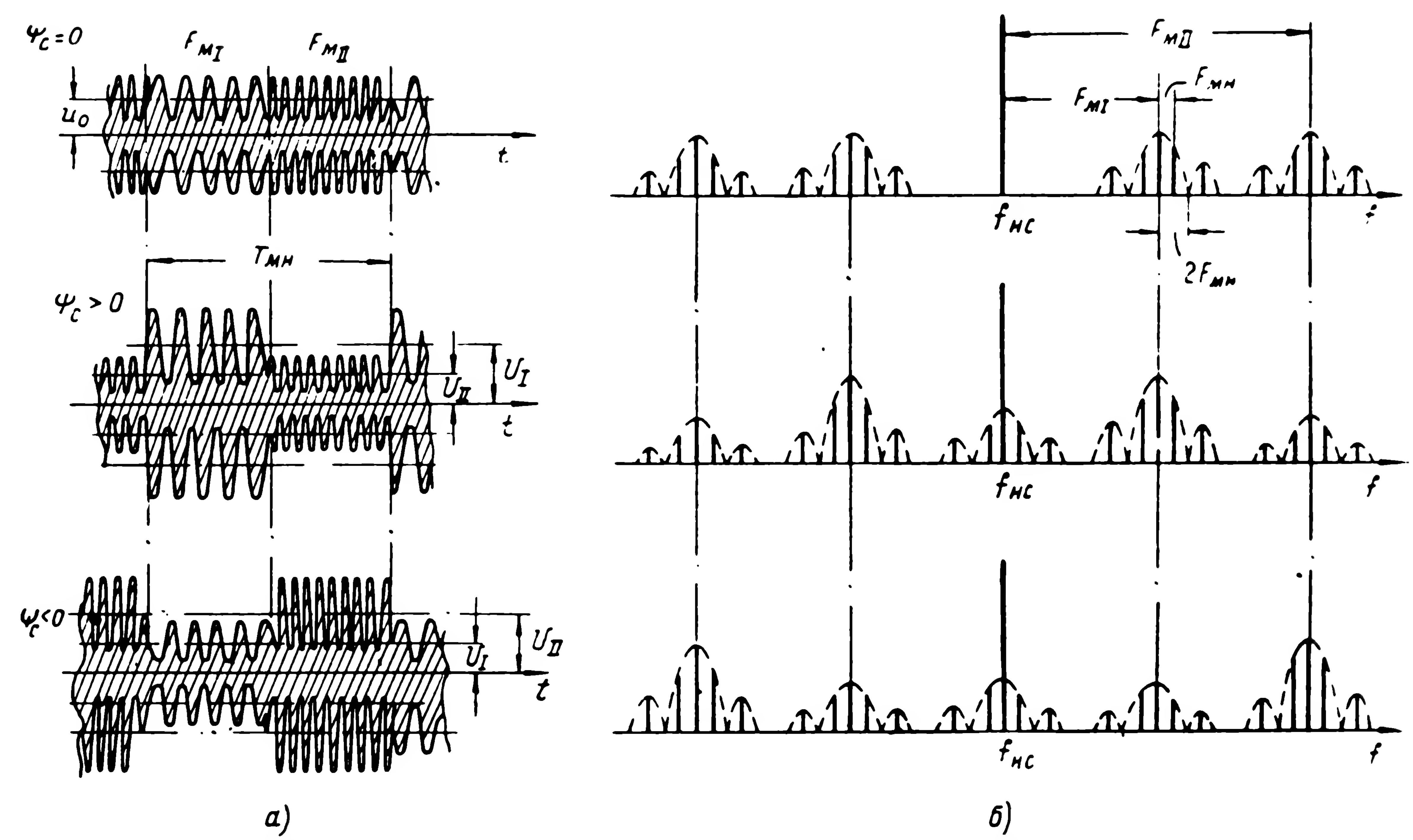


Рис. 3.5. Временные диаграммы (*а*) и спектры (*б*) радиосигналов на входе приемного устройства радиоканала системы бокового управления для трех различных случаев положения снаряда относительно радиозоны.

Мощности гармоник, относящихся ко второй и третьей группам частот, зависят от угла ψ_c. При $\psi_c=0$ отношение мощностей равно единице. Таким образом, значение команды в сигнале в месте приема отображается как глубиной $m_{АМ}$ амплитудной модуляции несущей напряжением прямоугольной формы частоты $F_{мн}$, так и

Рис. 3.6. Блок-схема приемного устройства радиолинии системы бокового управления:

1 — приемная антенна; *2* — высокочастотная часть приемного тракта (УВЧ, преобразователь и УПЧ); *3* — демодулятор несущей (амплитудный детектор); *4* — АРУ; *5* — полосовой фильтр сигнала ошибки, настроенный на частоту манипуляции $F_{мн}$; *6* — потенциометр дальности; *7* — программный механизм; *8-I*, *8-II* — полосовые фильтры, настроенные на поднесущие частоты $F_{мI}$ и $F_{мII}$ соответственно; *9-I*, *9-II* — выпрямители; *10* — триггер; *11* — полосовой фильтр опорного напряжения, настроенный на частоту манипуляции $F_{мн}$; *12* — фазовый детектор (*12а* — безынерционная часть, *12б* — выходной фильтр).

соотношением мощностей второй и третьей групп спектра сигнала.

Бортовая аппаратура состоит из приемной антенны *4*, радиоприемного устройства *3* и усилителя-преобразователя (вместе с автоматом стабилизации курса) *2* (рис. 3.4).

Рассмотрим вариант осуществления радиоприемного устройства, в котором для выделения командного сигнала используется только первая группа частот, а для определения знака этого сигнала (т. е. знака угла ψ_c) — вторая и третья группы частот. Блок-схема такого радиоприемного устройства приведена на рис. 3.6.

Сигнал принимается приемной антенной *1* и усиливается в супергетеродинном приемнике *2* и *3*. После амплитудного детектора *3* выделяется огибающая входного сигнала, вид которой для случая $\psi_c>0$ показан на рис. 3.7,*а*.

Низкочастотная часть приемника разделена на два параллельных канала: канал сигнала ошибки и канал

опорного сигнала. В канале сигнала ошибки имеется фильтр *5*, настроенный на частоту $F_{мн}$. Сигнал $u_{co}(t)$, выделенный фильтром, представляет собой гармоническое колебание частоты $F_{мн}$ (рис. 3.7,*б*), амплитуда которого пропорциональна глубине модуляции $m_{АМ}$ (т. е. величине угла ψ_c), а фаза (0 или π) зависит от знака

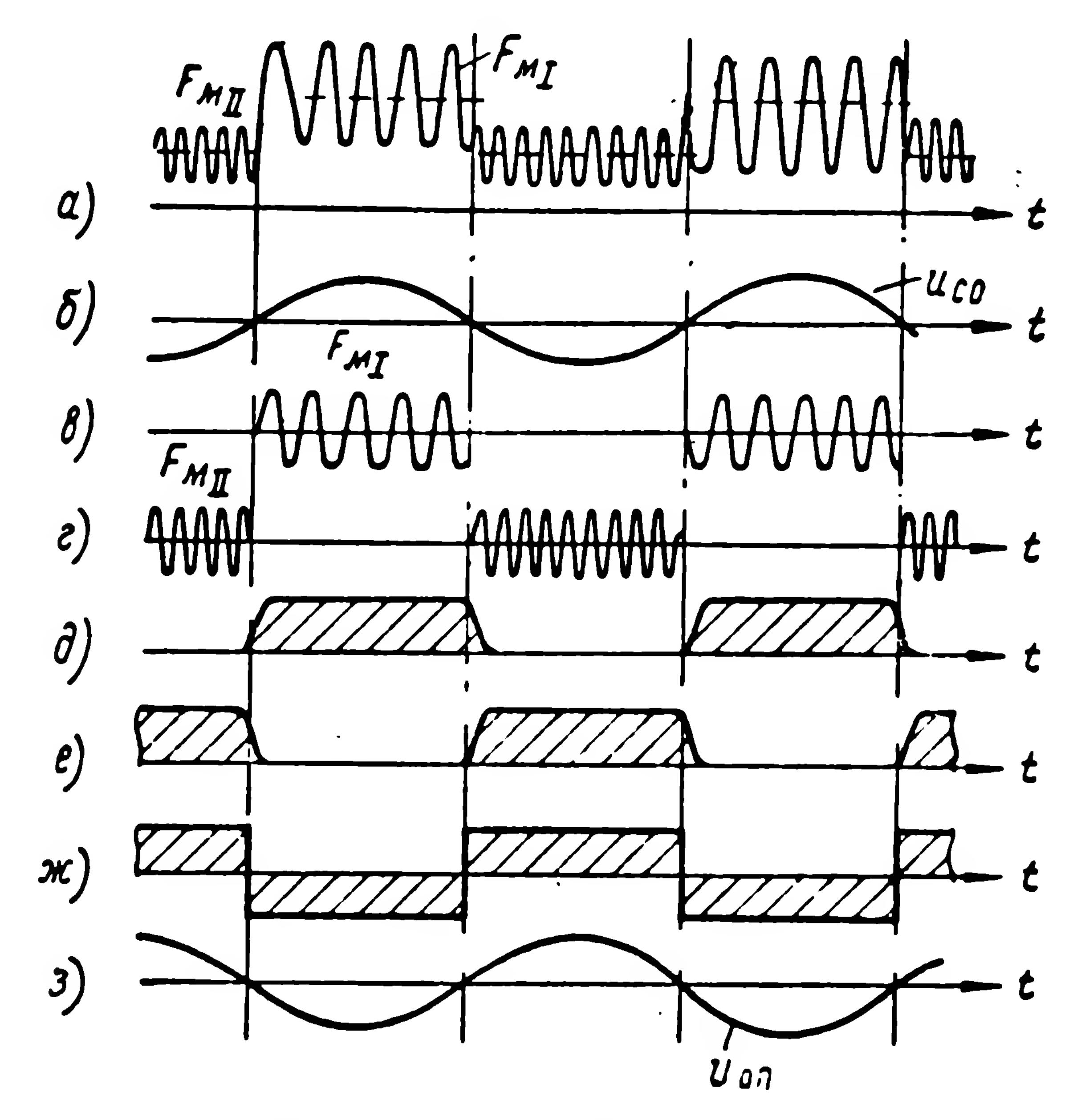


Рис. 3.7. Временные диаграммы напряжений в схеме радиоприемного устройства рис. 3.6 (буквы, обозначающие диаграммы, соответствуют точкам на схеме рис. 3.6).

угла, т. е. от того, в какую сторону отклонился снаряд от радиозоны.

В опорном канале имеются фильтры *8—I* и *8—II*, настроенные на частоты $F_{мI}$ и $F_{мII}$, соответственно. Сигналы на выходе этих фильтров показаны на рис. 3.7,*в*, *г*. После выпрямления получаются импульсы с формой, близкой к прямоугольной (рис. 3.7,*д*, *е*), которые поступают на сетки триггера *10*. Таким образом, на выходе триггера будем иметь прямоугольное напряжение (рис. 3.7,*ж*), из которого с помощью полосового фильтра *11* выделяется опорный сигнал $u_{оп}(t)$ (рис. 3.7,*з*).

Амплитуда опорного сигнала $U_{оп}$ благодаря применению триггера не зависит от глубины амплитудной модуляции на входе приемника. Фаза этого напряжения также неизменна. Сигнал ошибки и опорный сигнал поступают на фазовый детектор *12*. Возможный вариант выполнения фазового детектора на 3-стержневом трансформаторе приведен на рис. 3.8 [62]. После фазового де-

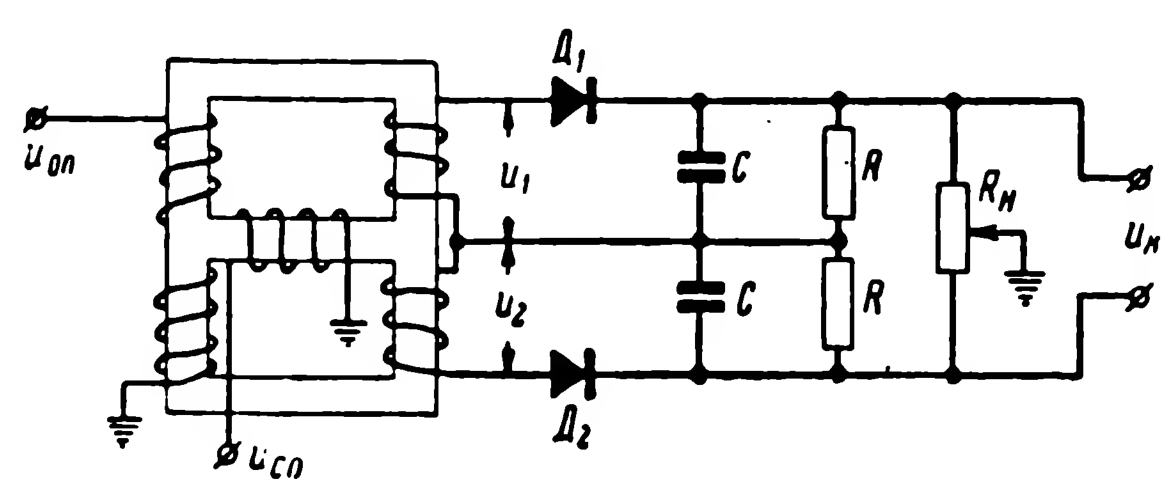


Рис 3.8. Фазовый детектор.

тектора получаем командный сигнал в виде выпрямленного напряжения $u_к$, величина и знак которого определяются величиной и знаком отклонения снаряда от радиозоны. Для того чтобы сделать командный сигнал пропорциональным линейному отклонению снаряда от равносигнальной зоны [см. формулы (2.1.14)], в канал сигнала ошибки введен потенциометр дальности *6*, управляемый программным механизмом *7* (рис. 3.6). Потенциометр дальности увеличивает усиление в канале пропорционально удалению снаряда от пункта управления.

Перейдем теперь к рассмотрению усилителя-преобразователя. Усилитель-преобразователь усиливает сигнал команды $u_к$, поступающий с выхода приемника, и складывает его с сигналом автопилота $u_{стф}$. Возможный вариант осуществления усилителя-преобразователя приведен на рис. 3.9 [19, 62].

В схеме, изображенной на этом рисунке, применено преобразование командного сигнала $u_к$ на постоянном токе в переменный ток частоты $F_{ан}$ для получения более стабильного усиления, так как на постоянном токе такое усиление получить трудно (дрейф нуля и т. д.).

Рассмотрим коротко принцип работы схемы рис. 3.9. На анод лампы *Л*, кроме постоянного напряжения $E_{ан}$, подается переменное напряжение с частотой, равной $F_{ан}$

(практически могут быть использованы частоты порядка сотен герц). Напряжения командного сигнала, подаваемые на сетки лампы, имеют противоположные знаки. Если снаряд находится в радиозоне, то $u_к=0$ и напряжения на сетках лампы равны. Следовательно, будут равны и переменные составляющие токов в первичных обмотках анодного трансформатора 6, конечно, при усло-

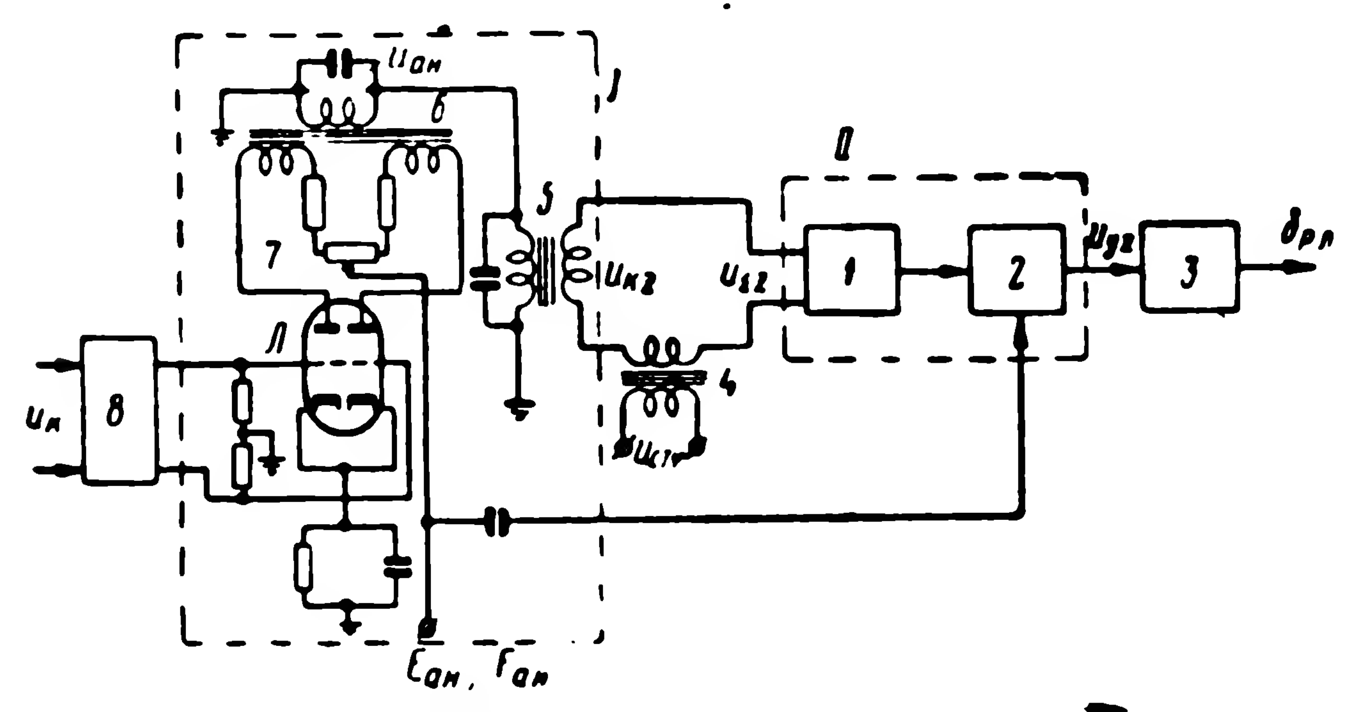


Рис. 3.9. Схема усилителя-преобразователя:

1—усилитель переменного тока; 2—демодулятор (фазовый детектор); 3—силовой привод; 4—трансформатор сигнала стабилизации; 5—трансформатор командного сигнала; 6—анодный трансформатор, настроенный на частоту $F_{ан}$; 7—анодный потенциометр; 8—корректирующие цепочки.

I—часть схемы усилителя-преобразователя, не охваченная обратной связью автомата стабилизации курса; II—часть схемы усилителя-преобразователя, охваченная этой обратной связью.

вии, что с помощью анодного потенциометра 7 схема предварительно сбалансирована. В этих условиях напряжение на вторичной обмотке трансформатора будет равно нулю.

Если снаряд отклонится от радиозоны на угол ψ_c, то напряжения на сетках лампы станут различными. Крутизна обеих половин лампы Л будет неодинаковой, в результате переменные составляющие токов станут неравными и взаимная компенсация магнитных потоков в анодном трансформаторе 6 будет нарушена. На вторичной обмотке (настроенной на частоту $F_{ан}$) появится напряжение $u_{ан}$ частоты $F_{ан}$. Амплитуда этого напряжения пропорциональна разности напряжений на сетках лампы, т. е. пропорциональна величине командного сигнала $u_к$. Фаза напряжения $u_{ан}$ изменяется на π в зависимости от полярности напряжения $u_к$. На вторичной об-

мотке трансформатора 5 схемы суммирования имеем напряжение

$$u_{кz} \sim u_{ан}.$$

Чтобы ликвидировать рысканье снаряда по курсу, используют гироскопическую стабилизацию (автопилот). Стабилизирующий сигнал автопилота перед подачей на силовой привод руля складывается с командным сигналом системы бокового управления. Стабилизирующий сигнал $u_{ст\varphi}$ для

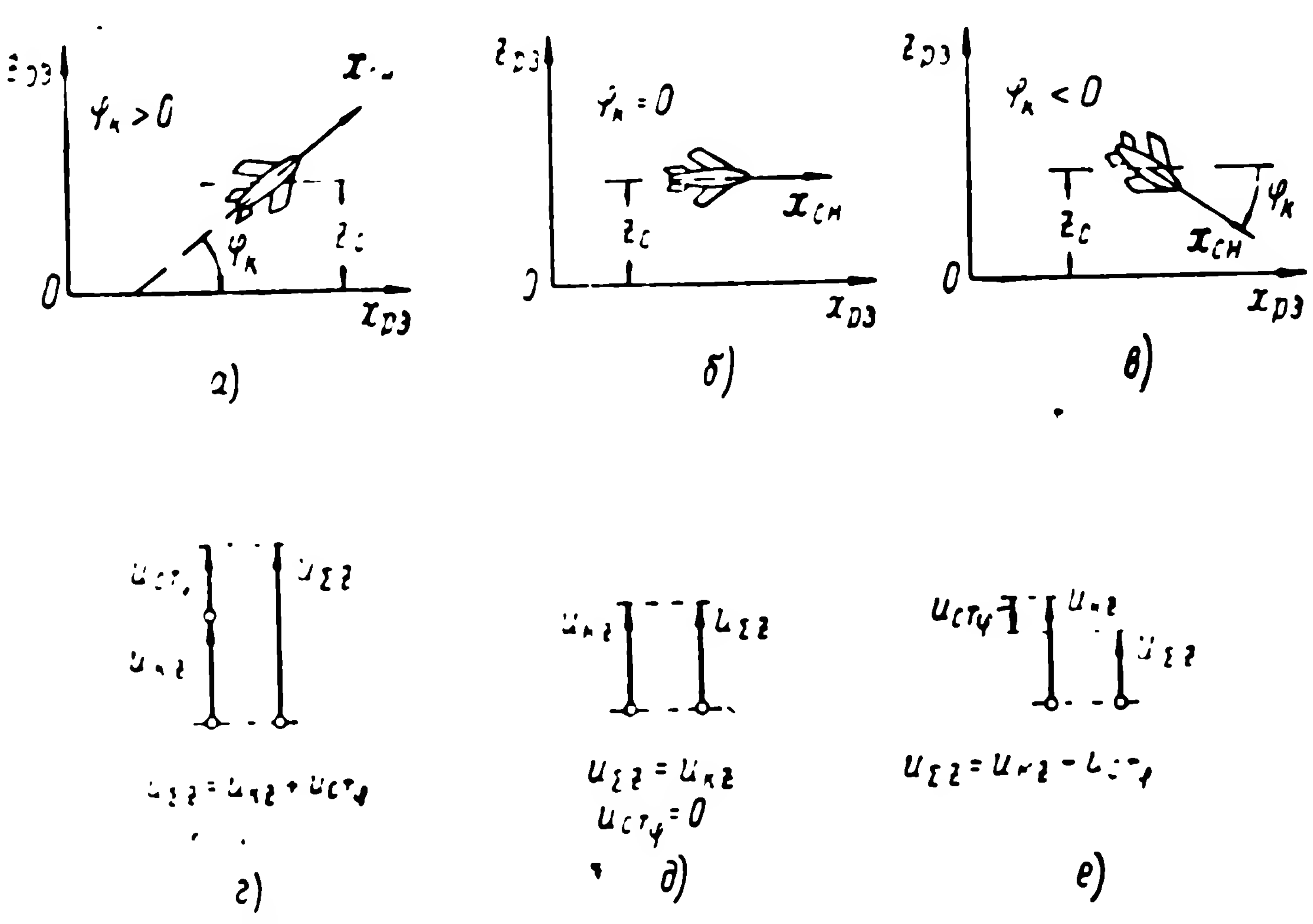


Рис. 3.10. Различные положения снаряда при изменении курсового угла $\varphi_к$ (*а*, *б*, *в*) и векторные диаграммы напряжений командного сигнала бокового управления и сигнала автомата стабилизации курса при соответствующих положениях снаряда (*г*, *д*, *е*).

такой схемы усилителя-преобразователя должен быть задан также в виде переменного тока, амплитуда которого определяет величину, а фаза—знак этого сигнала.

На входе усилителя переменного тока *1* происходит суммирование напряжений $u_{кz}$ и $u_{ст\varphi}$, имеющих одинаковые частоты, равные $F_{ан}$ и сфазированные таким образом, что угол между ними может быть равен только нулю или π.

Демодулятор *2* должен представлять собой фазовый детектор, на который опорное напряжение подается от источника частоты $F_{ан}$. Поэтому величина постоянного

управляющего напряжения $u_{уг}$, поступающего на силовой привод *3*, будет зависеть от амплитуды напряжения на входе усилителя *1*, а знак — от фазы этого напряжения.

Процесс управления может быть пояснен с помощью рис. 3.10.

Если снаряд вышел из плоскости радиозоны $Ox_{рз}y_{рз}$ и угол рысканья $\varphi_к$ соответствует рис. 3.10,*а*, то напряжения $u_{кг}$ и $u_{ст\varphi}$ суммируются (рис. 3.10,*г*) и на силовой привод подается повышенное напряжение. Снаряд резко разворачивается в сторону радиозоны. Наоборот, в случае, который соответствует рис. 3.10,*в*, напряжения $u_{кг}$ и $u_{ст\varphi}$ вычитаются; на силовой привод подается пониженное напряжение (рис. 3.10,*е*), руль поворачивается мало, как в этом случае и нужно, чтобы снаряд плавно приближался к радиозоне.

2. Радиосистема перевода снаряда в режим пикирования

По содержанию тактической задачи необходимо обеспечить не только вывод снаряда в точку пикирования, но и перевод его в режим пикирования на цель. На основе использования радиотехнических средств автоматический перевод снаряда в режим пикирования может быть, например, достигнут путем применения радиоканала измерения дальности и радиоканала разовой команды. Функциональная схема возможного варианта осуществления радиосистемы пикирования приведена на рис. 3.11.

Для измерения дальности здесь используется радиодальномер, работающий по ответчику, установленному на снаряде. Синхронизатор *1* выдает периодические импульсы, которые модулируют по амплитуде сигнал передатчика пункта управления *2*. Импульсы «запроса» излучаются антенной *4* и принимаются приемником *7* на борту снаряда. Эти импульсы модулируют сигнал передатчика ответчика *9* и излучаются обратно антенной *5*. Импульсы ответа, принятые приемником *10*, сравниваются с импульсами синхронизатора в блоке дальности *11*.

В результате сравнения вырабатывается приборный аналог $u_{Rс}$ текущей дальности до снаряда $R_с$. Этот аналог сравнивается с аналогом заданной дальности до цели $R_ц$ в счетнорешающем приборе *12*. Как только зна-

чение дальности достигнет величины, соответствующей точке пикирования, счетнорешающий прибор выдаст импульс. Этот импульс и представляет собой разовую команду, которую необходимо затем передать через радиоканал разовой команды.

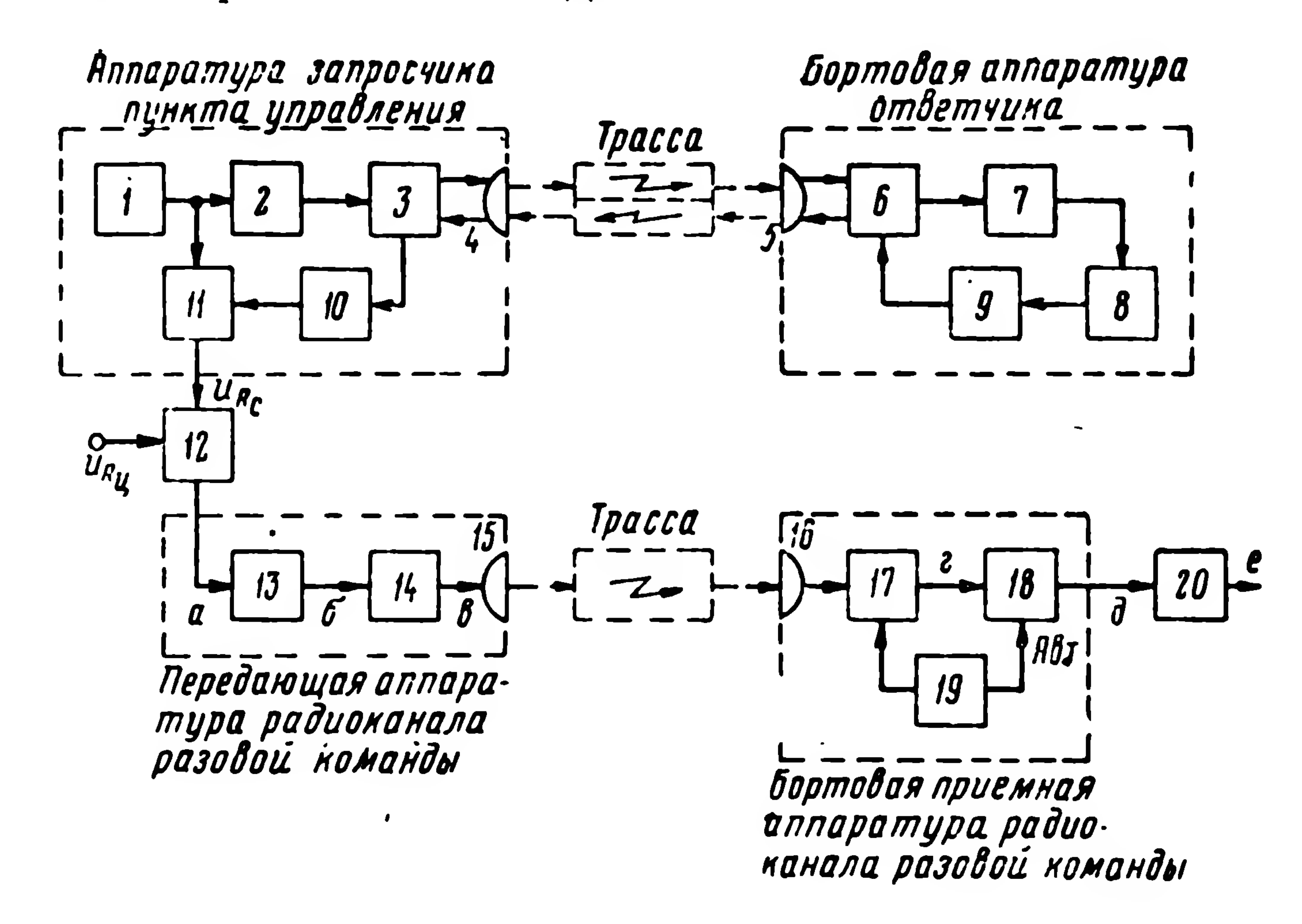


Рис. 3.11. Функциональная схема радиосистемы перевода снаряда в режим пикирования:

1 — синхронизатор канала запросчика; *2* — передающее устройство запросчика; *3* — переключатель прием — передача; *4* — приемо-передающая антенна запросчика; *5* — приемо-передающая антенна ответчика; *6* — переключатель прием — передача; *7* — приемное устройство ответчика; *8* — модулятор передающего устройства ответчика; *9* — передающее устройство ответчика; *10* — приемное устройство ответного сигнала; *11* — блок дальности; *12* — счетнорешающий прибор; *13* — шифратор сигнала разовой команды; *14* — передающее устройство канала разовой команды; *15* — передающая антенна канала разовой команды; *16* — приемная антенна канала разовой команды; *17* — приемник канала разовой команды; *18* — дешифратор сигнала разовой команды; *19* — автономный измеритель пройденного пути и устройство формирования автономной разовой команды (*Авт*); *20* — реле.

В передающем тракте *13*, *14*, *15* этого канала импульс, выданный счетнорешающим прибором, преобразуется в сигнал разовой команды, излучается, поступает на вход радиоприемного устройства снаряда *17*, *18*, *20* и затем, с выхода этого устройства, в виде, например, скачка напряжения постоянного тока поступает на автомат пикирования.

Сигнал разовой команды может быть образован с помощью так называемого импульсно-временного ко-

да. Импульсно-временной код представляет собой группу импульсов, разделенных во времени определенными неравными постоянными интервалами. Импульсно-временной код формируется в шифраторе *13*, модулирует

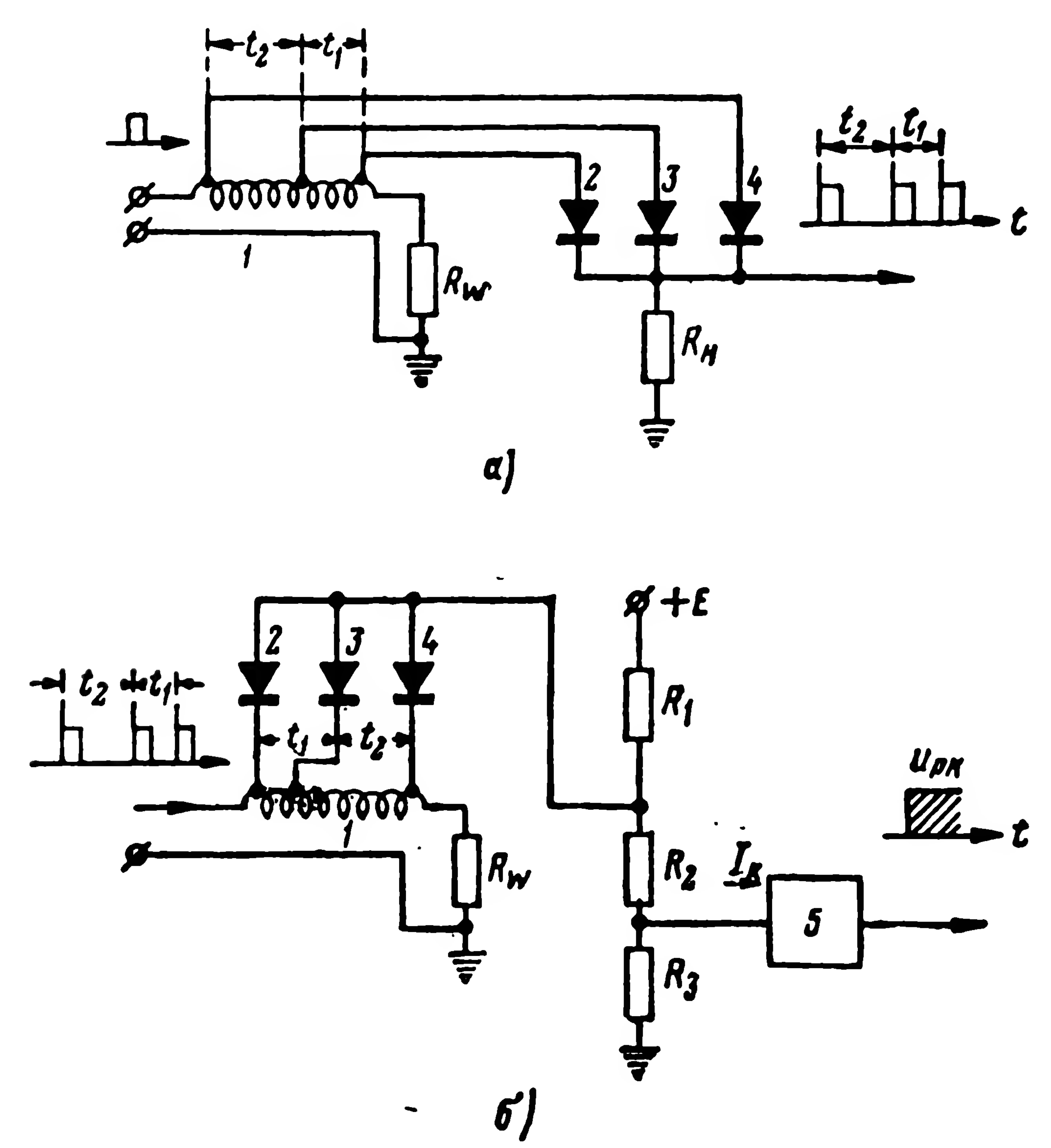


Рис. 3.12. Схемы шифратора (*а*) и дешифратора (*б*) трехзначного импульсно-временного кода:

1 — линия задержки; *2, 3, 4* — диоды; *5* — реле.

по амплитуде сигнал передатчика *14*, который излучается антенной *15*.

Схема шифратора для формирования импульсно-временного кода из трех импульсов показана на рис. 3.12,*а*.

На вход шифратора в линию задержки *1* поступает импульс от счетнорешающего прибора. Проходя через линию задержки, импульс последовательно открывает диоды *2*, *3* и *4*. В результате на нагрузке $R_н$ будет получено три импульса, составляющие импульсно-временной

код. В общем случае такой код состоит из $n_к$ импульсов. Временные интервалы между импульсами кода определяются положением отводов линий задержки *1*.

Диаграммы, поясняющие временные соотношения при формировании сигнала разовой команды на пункте управления, приведены на рис. 3.13,*а, б, в*.

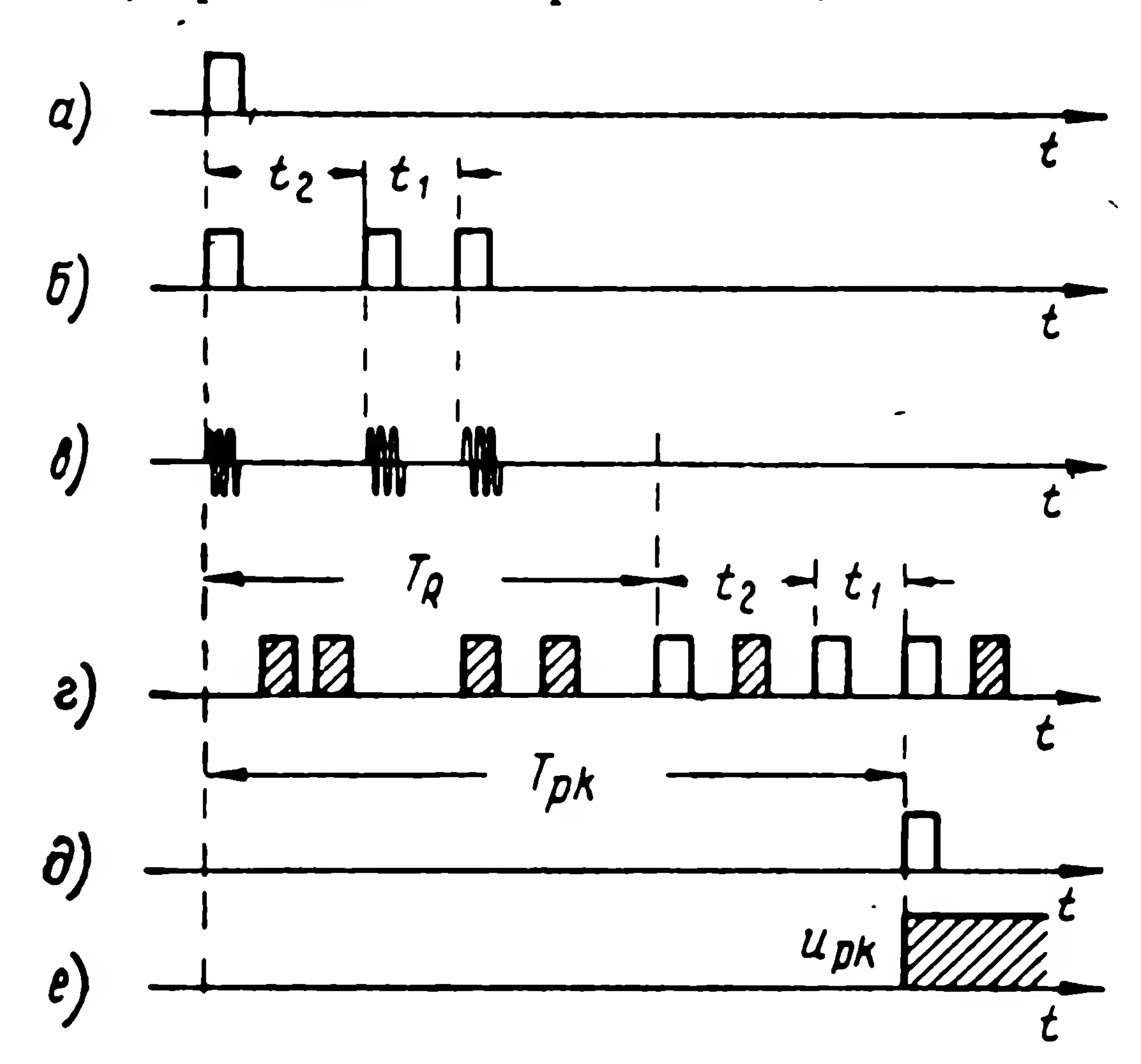


Рис. 3.13. Временные диаграммы напряжений в радиоканале разовой команды (буквы соответствуют точкам на схеме рис. 3.11):

а — импульс на входе шифратора; *б* — импульсно-временной код на выходе шифратора; *в* — излучаемый сигнал; *г* — импульсы на выходе детектора приемника (заштрихованы импульсы помехи); *д* — импульс на выходе дешифратора; *е* — разовая команда на выходе приемника; T_R — время распространения радиоволн.

Приемное устройство радиоканала разовой команды выполняется таким образом, чтобы сигнал на его выходе появлялся только при поступлении на вход определенного импульсно-временного кода.

Для селекции «своего» кода от всех возможных других комбинаций импульсов служит блок дешифратора *18* (рис. 3.11). На дешифратор, схема которого приведена на рис. 3.12,*б*, поступают видеоимпульсы с выхода детектора приемника *17*. Среди этих импульсов могут быть не только импульсы передаваемого кода, но и импульсы помех. Временная диаграмма напряжений на выходе

приемника показана на рис. 3.13,*г*. Импульсы помех здесь заштрихованы. Дешифратор выдает один импульс, совпадающий во времени с последним из импульсов кода (рис. 3.13,*д*). Этот импульс вызывает срабатывание реле, определяющее появление разовой команды (рис. 3.13,*е*).

Дешифратор работает следующим образом. Импульсы с выхода приемника поступают в линию задержки *1* (рис. 3.12,*б*), к отводам которой присоединены диоды *2*, *3*, *4*. Диоды нормально открыты и через них протекает ток от источника E (цепь: R_1 — диоды — R_w). Сопротивления открытых диодов, линии задержки, нагрузки линии задержки R_w весьма малы. Поэтому делитель напряжения R_2, R_3 сильно зашунтирован, и напряжение, снимаемое с R_3, близко к нулю. Такое положение будет иметь место, пока открыт хотя бы один из трех диодов.

Для того чтобы три диода оказались запертыми одновременно, надо чтобы в линию задержки поступило три импульса, причем временная расстановка импульсов должна соответствовать отводам линии задержки. В этом случае первый импульс запрет диод *4*, второй — диод *3* и третий — диод *2*. Это происходит при поступлении на дешифратор импульсно-временного кода, соответствующего передаваемой разовой команде. С сопротивления R_3 снимается напряжение, величина которого будет

$$u_{R_3} = \frac{ER_3}{R_1 + R_2 + R_3}. \qquad (3.2.2)$$

Это напряжение должно быть достаточно большим, чтобы сработало реле *5*.

При исправной аппаратуре в принципе возможны следующие случаи функционирования автомата пикирования:

1. Правильное срабатывание от переданной разовой команды.

2. Преждевременное срабатывание от ложной команды, возникшей из-за действия помех.

3. Срабатывание с запаздыванием от ложной команды.

4. Несрабатывание из-за подавления помехой переданной команды.

Чтобы по возможности предотвратить преждевременное срабатывание автомата пикирования, а также обеспечить перевод снаряда в пикирование, даже при несрабатывании радиосистемы, в состав схемы рис. 3.11 введен автономный измеритель пути *19*. В простейшем случае это может быть описанный в § 1.5 аэролаг. Подобный автономный измеритель пути обладает значительно меньшей точностью, чем радиосистема измерения дальности. С помощью такого измерителя можно обеспечить включение приемника канала разовой команды незадолго (за время $T_{вп}$) до того, как снаряд достигнет точки пикирования. Если радиосистема пикирования не сработает, то автономный измеритель пути через время $T_{авт}$ после включения приемника сформирует автономную разовую команду и переведет снаряд в пикирование.

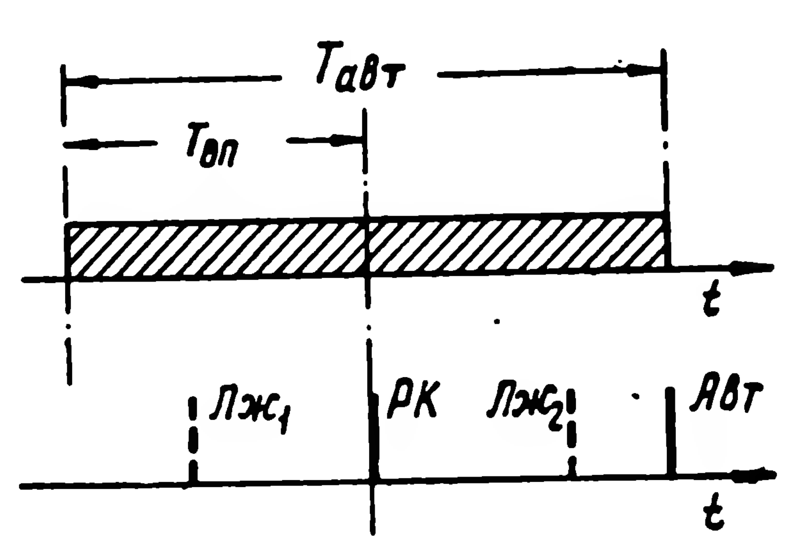


Рис. 3.14. Сигналы в приемном устройстве радиоканала разовой команды.

Сказанное иллюстрируется рис. 3.14. Разовая команда, передаваемая через радиоканал, здесь обозначена через РК, а автономная разовая команда через *Авт*.

Вероятность правильного срабатывания автомата пикирования от переданной команды будет

$$P_{ср}=(1-P_{лж_1})(1-P_{пв}), \qquad (3.2.3)$$

где $P_{лж_1}$ — вероятность образования ложной команды в интервале времени $T_{вп}$;

$P_{пв}$ — вероятность подавления переданной команды в радиоканале.

Вероятность перевода снаряда в пикирование с помощью автономной разовой команды будет

$$P_{авт}=P_{пв}(1-P_{лж_1})(1-P_{лж_2}), \qquad (3.2.4)$$

где $P_{лж_2}$ — вероятность образования ложного кода в интервале $T_{авт}-T_{вп}$.

Вероятности преждевременного срабатывания радиосистемы и срабатывания с запаздыванием от ложных команд обозначим соответственно через P_1 и P_2. Причем

$$P_1 \simeq P_{лж_1}, \quad P_2 = (1 - P_{лж_1}) P_{пв} P_{лж_2}. \qquad (3.2.5)$$

Очевидно, что

$$P_{ср} + P_{авт} + P_2 + P_1 = 1.$$

В рассмотренном радиоканале разовой команды будет иметь место «подавление команды», если в составе импульсно-временного кода, переданного по радиоканалу, отсутствует хотя бы один импульс, или временные интервалы между импульсами переданного кода не соответствуют задержкам между отводами линии задержки дешифратора.

Ложная команда возникает, если на входе дешифратора появляется группа из трех (в общем случае из $n_к$) импульсов, образованных помехой и расположенных точно так же, как и импульсы кодовой группы полезной команды.

Одним из основных требований при разработке радиоканала разовых команд является обеспечение достаточно малой (меньше заданной) вероятности нарушения его работы.

Шифрация с помощью импульсно-временного кодирования позволяет существенно уменьшить вероятность образования ложных команд и, следовательно, увеличить вероятность правильного срабатывания радиосистемы пикирования $P_{ср}$.

Другое требование состоит в том, чтобы время прохождения разовой команды через радиоканал не превышало допустимого значения $T_{рк}$ (рис. 3.13). Количественно величина $T_{рк}$ измеряется как задержка между моментом срабатывания счетнорешающего прибора на пункте управления и моментом выдачи сигнала $u_{рк}$ в устройство перевода снаряда в пикирование.

Различные случаи нарушения работы канала разовой команды (из-за ложных команд, подавления переданной команды, изменения времени задержки $T_{рк}$), а также неточности в работе радиодальномера и счетнорешающего прибора приводят к появлению ошибки по дальности, которая в свою очередь влияет на величину промаха и вероятность поражения цели.

3.3. СИСТЕМА БОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ КАК СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

1. Контур управления и его звенья

Одним из наиболее характерных и важных свойств рассматриваемой системы бокового управления является наличие замкнутой цепи управляющих воздействий или контура управления [12]. Поэтому для изучения работы системы бокового управления следует пользоваться методами, разработанными теорией автоматического регулирования. Прежде всего надо представить контур управления в виде ряда звеньев, соединенных в замкнутую цепь.

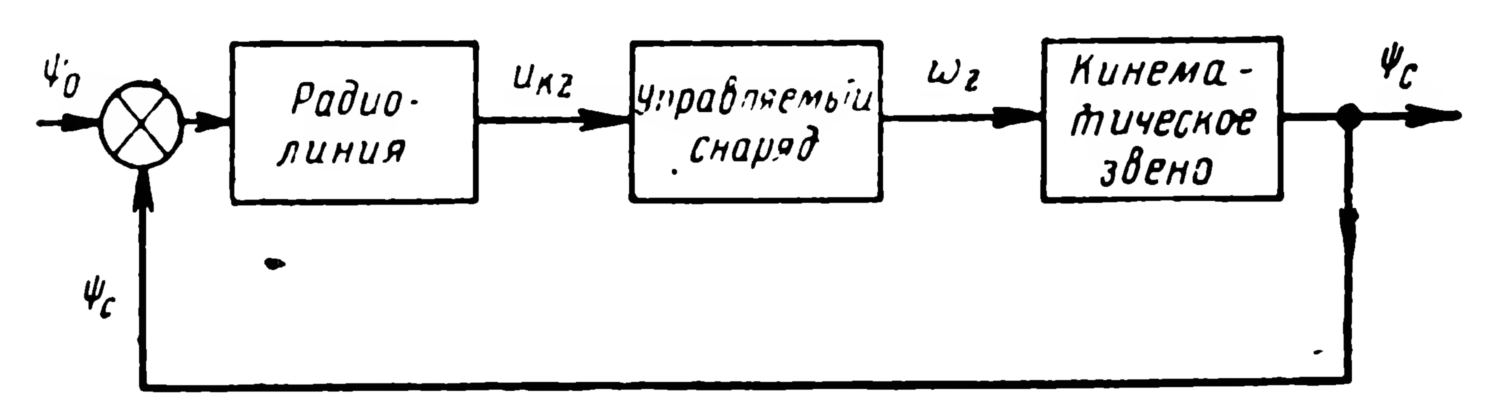


Рис. 3.15. Схема замкнутого контура системы бокового управления.

В рассматриваемом случае удобно выделить следующие основные звенья:

1. Управляемый снаряд.
2. Кинематическое звено.
3. Радиолиния.

Схема такого контура представлена на рис. 3.15.

Входной величиной этого контура следует считать значение угла $\psi_0=0$, что соответствует точному полету снаряда в плоскости $Ox_{рз}y_{рз}$, а выходной — фактическое значение угла ψ_c.

В качестве входной величины, поступающей на звено «управляемый снаряд», примем амплитуду напряжения $u_{кz}$, которое возникает в обмотке трансформатора 5 усилителя-преобразователя (рис. 3.9). Выходной величиной звена «управляемый снаряд» будет поперечное ускорение снаряда w_z. Кинематическое звено определяет связь между поперечным ускорением w_z и изменением угла ψ_c. Контур управления замыкается через радиолинию, в состав которой входит элемент, чувствительный к изменениям угла ψ_c.

Для дальнейшего анализа каждое из трех звеньев контура управления должно быть описано системой дифференциальных уравнений, которые устанавливают аналитическую связь между входной и выходной величинами соответствующего звена. В простейших случаях эти дифференциальные уравнения будут линейными с постоянными коэффициентами. При этом звенья могут быть полностью описаны передаточными функциями.

Передаточная функция управляемого снаряда (отношение изображений выходной и входной величин)

$$\Phi_{\Sigma}(p)=\frac{w_z(p)}{u_{\text{к}z}(p)}, \tag{3.3.1}$$

где через $u_{\text{к}z}(p)$ обозначено изображение амплитуды напряжения $u_{\text{к}z}$ (рис. 3.9).

Передаточная функция радиолинии

$$\Phi_{\text{рт}}(p)=\frac{u_{\text{к}z}(p)}{\psi_{\text{с}}(p)}. \tag{3.3.2}$$

Передаточная функция кинематического звена

$$\Phi_{\text{кн}}(p)=\frac{\psi_{\text{с}}(p)}{w_z(p)}. \tag{3.3.3}$$

2. Передаточная функция управляемого снаряда

В предыдущем параграфе было отмечено, что командный сигнал $u_{\text{к}z}$, прежде чем поступить на силовой привод, складывается с сигналом автомата стабилизации курса. Поэтому, чтобы определить передаточную функцию управляемого снаряда, необходимо рассмотреть работу этого автомата стабилизации. Поскольку целью нашего рассмотрения является не вывод расчетных формул, а только разъяснение методов подхода к анализу систем радиоуправления, мы будем использовать приближенные соотношения, позволяющие максимально упростить задачу. Так, например, будем считать работу автоматов стабилизации крена и тангажа идеальной. Положим также, что управление снарядом ведется только посредством поворота руля курса. Траектория полета лежит в горизонтальной плоскости и разворот происходит без крена.

Структурная схема замкнутой системы регулирования, включающей в себя корпус управляемого снаряда и автомат стабилизации курса, приведена на рис. 3.16.

Командный сигнал $u_{\text{к}z}$ и стабилизирующий сигнал $u_{\text{ст}\varphi}$ в результате сложения образуют напряжение $u_{\Sigma z}$. Это напряжение после усиления и выпрямления (см. рис. 3.9) преобразуется в управляющее напряжение u_{yz}. Последнее поступает на силовой привод, кото-

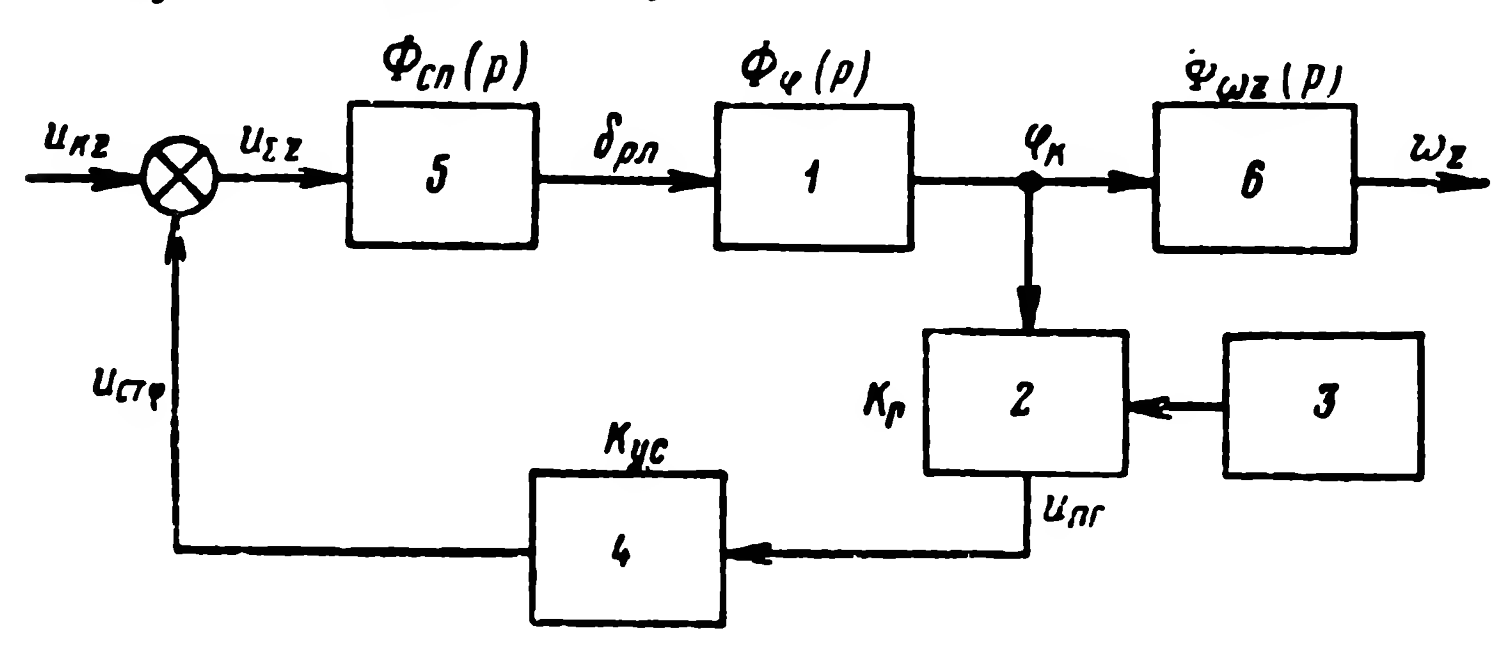


Рис. 3.16. Блок-схема внутреннего контура регулирования управляемого снаряда:

1 — корпус управляемого снаряда; 2 — потенциометр гироскопа; 3 — гироскоп; 4 — усилитель-преобразователь автомата стабилизации 5 — усилитель-преобразователь и силовой привод; 6 — выходное звено управляемого снаряда, определяющее связь между поперечным ускорением w_z и углом курса $\varphi_{\text{к}}$.

рый поворачивает руль курса на угол $\delta_{\text{рл}}$. Передаточную функцию силового привода совместно с усилителем переменного тока и демодулятором определим как

$$\Phi_{\text{сп}}(p) = \frac{\delta_{\text{рл}}(p)}{u_{\Sigma z}(p)}, \qquad (3.3.4)$$

где $u_{\Sigma z}(p)$ — изображение изменяющейся амплитуды сигнала на входе усилителя 1 (рис. 3.9);

$\delta_{\text{рл}}(p)$ — изображение угла поворота руля курса.

В результате поворота руля изменяется курс снаряда (угол $\varphi_{\text{к}}$). Связь между этими величинами определяется передаточной функцией корпуса снаряда

$$\Phi_{\varphi}(p) = \frac{\varphi_{\text{к}}(p)}{\delta_{\text{рл}}(p)}. \qquad (3.3.5)$$

При повороте корпуса поворачивается потенциометр гироскопа автомата стабилизации курса, в результате чего со щетки потенциометра снимается напряжение аналогично тому, как и в автомате стабилизации крена (см. рис. 1.30). Это напряжение после усиления и преобразования в переменный ток образует стабилизирующий сигнал $u_{ст\varphi}$.

Перейдем теперь к определению передаточных функций звеньев, входящих в блок-схему рис. 3.16.

Уравнения разворота снаряда записываются в следующем виде, который может быть получен из линеаризированных уравнений, приведенных в [14]:

$$\frac{d^2\varphi_к}{dt^2} + n_q \frac{d\varphi_к}{dt} + n_\alpha \alpha_с = K_\delta \delta_{рл}, \qquad (3.3.6)$$

$$\frac{d\alpha_с}{dt} - \frac{d\varphi_к}{dt} = -a\alpha_с, \qquad (3.3.7)$$

где $\varphi_к$ — курсовой угол снаряда (см. рис. 3.1);

$\alpha_с$ — угол скольжения, т. е. угол между вектором скорости $\mathbf{v}_с$ и продольной осью снаряда $\mathbf{x}_{сн}$;

$\delta_{рл}$ — угол отклонения руля курса.

$$n_q = \frac{M_y^q}{I_y}, \quad n_\alpha = \frac{M_y^\alpha}{I_y}, \quad K_\delta = \frac{M_y^\delta}{I_y}, \quad a = \frac{Z^\alpha}{m_с v_с},$$

где I_y — момент инерции снаряда относительно вертикальной оси $y_{сн}$ *;

M_y^q — коэффициент демпфирующего момента, появляющегося при вращении снаряда вокруг оси $y_{сн}$ $\left(\text{полный демпфирующий момент будет } M_y^q \frac{d\varphi_к}{dt}\right)$;

M_y^α — коэффициент аэродинамического момента вокруг оси $y_{сн}$, возникающего при появлении угла скольжения $\alpha_с$ (полный момент будет $M_y^\alpha \alpha_с$);

M_y^δ — коэффициент момента, развиваемого рулем направления (полный момент будет $M_y^\delta \delta_{рл}$);

---

* $y_{сн}$ — вертикальная ось связанной с корпусом снаряда системы координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$.

Z^{α} — коэффициент аэродинамической и газодинамической боковой силы, возникающей при появлении угла скольжения (полная боковая сила будет $Z^{\alpha}\alpha_{c}$);

m_{c} — масса снаряда;

v_{c} — скорость полета, которая считается постоянной.

Уравнение (3.3.6) соответствует уравнению моментов относительно оси $y_{сн}$, а уравнение (3.3.7) — уравнению боковых сил вдоль нормали к траектории.

Переписывая уравнения (3.3.6) и (3.3.7) в операторной форме, получаем

$$p^{2}\varphi_{к}+n_{q}p\varphi_{к}+n_{\alpha}\alpha_{c}=K_{\delta}\delta_{рл}, \tag{3.3.8}$$

$$p\alpha_{c}-p\varphi_{к}=-a\alpha_{c}. \tag{3.3.9}$$

Из уравнения (3.3.9) находим

$$\alpha_{c}=\frac{p\varphi_{к}}{p+a}. \tag{3.3.10}$$

Подставив соотношение (3.3.10) в уравнение (3.3.8), получим следующую связь между углом рысканья $\varphi_{к}$ и углом отклонения руля $\delta_{рл}$, выраженную в операторной форме:

$$\frac{\varphi_{к}(p)}{\delta_{рл}(p)}=\frac{K_{\delta}}{p\left(p+n_{q}+\frac{n_{\alpha}}{p+a}\right)}. \tag{3.3.11}$$

Равенство (3.3.11) определяет передаточную функцию корпуса снаряда (звено *1* рис. 3.16) по углу курса.

Таким образом, получаем

$$\Phi_{\varphi}(p)=\frac{K_{\delta}}{p\left(p+n_{q}+\frac{n_{\alpha}}{p+a}\right)}. \tag{3.3.12}$$

Найдем теперь выражение для передаточной функции выходного звена *6* рис. 3.16.

Из этого рисунка следует

$$\Phi_{wz}(p)=\frac{w_{z}(p)}{\varphi_{k}(p)}, \tag{3.3.13}$$

где w_{z} — поперечное ускорение снаряда, направленное вдоль нормали к траектории.

Это ускорение может быть определено из следующего уравнения:

$$m_c w_z = Z^\alpha \alpha_c. \tag{3.3.14}$$

Равенство (3.3.14) является другой формой записи уравнения боковых сил (3.3.7). Подставляя в это равенство значение α_c из соотношения (3.3.10), получаем

$$m_c w_z = Z^\alpha \frac{p\varphi_к}{p+a}. \tag{3.3.15}$$

Используя соотношения (3.3.13) и (3.3.15), напишем выражение для передаточной функции выходного звена

$$\Phi_{wz}(p) = \frac{Z^\alpha p}{m_c(p+a)}. \tag{3.3.16}$$

Найдем теперь выражения для передаточных функций остальных звеньев схемы рис. 3.16. В этой схеме звено *5*, для простоты, в дальнейшем называется про-

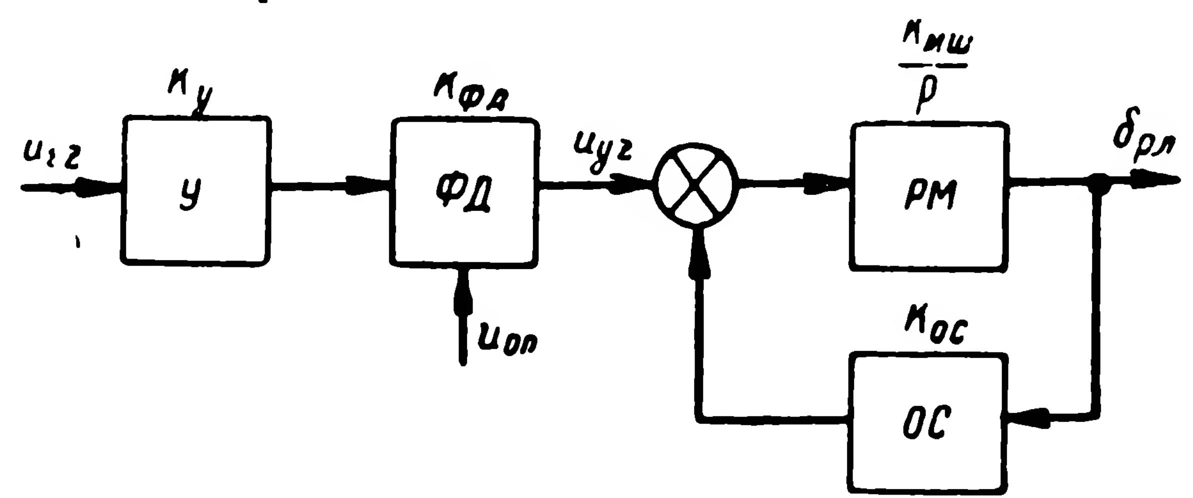


Рис. 3.17. Структурная схема силового привода с позиционной рулевой машиной:

У — усилитель; ФД — фазовый детектор; РМ — рулевая машина; ОС — цепь жесткой обратной связи.

сто силовым приводом. Будем считать, что в этот силовой привод входит рулевая машина с редуктором (передающим поворот вала на руль курса), причем эта машина и редуктор охвачены цепью жесткой безынерционной обратной связи (так же, как например, на рис. 1.23). Рулевая машина с подобной обратной связью называется позиционной.

Структурная схема силового привода приведена на рис. 3.17. Передаточная функция такого силового привода определяется следующим выражением:

$$\Phi_{\text{сп}}(p) = \frac{\delta_{\text{рл}}(p)}{u_{\Sigma z}(p)} = \frac{K_{\text{у}}\, K_{\text{фд}}\, K_{\text{мш}}\, \frac{1}{p}}{1 + K_{\text{ос}}\, K_{\text{мш}}\, \frac{1}{p}}, \qquad (3.3.17)$$

где $K_{\text{у}}$ и $K_{\text{фд}}$ — коэффициенты передачи соответственно усилителя переменного тока *1* и фазового детектора *2* (рис. 3.9). На рис. 3.17 этот усилитель и фазовый детектор обозначены соответственно через У и ФД;

$K_{\text{ос}}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи;

$\frac{K_{\text{мш}}}{p}$ — передаточная функция рулевой машины вместе с редуктором (инерционностью якоря и редуктора пренебрегаем).

Выполняя элементарные преобразования, получаем

$$\Phi_{\text{сп}}(p) = \frac{K_{\text{сп}}}{T_{\text{сп}}\, p + 1}, \qquad (3.3.18)$$

где

$$K_{\text{сп}} = \frac{K_{\text{у}} K_{\text{ФД}}}{K_{\text{ос}}}, \quad T_{\text{сп}} = \frac{1}{K_{\text{ос}}\, K_{\text{мш}}}.$$

Таким образом, рассматриваемый силовой привод представляет собой инерционное звено с коэффициентом усиления $K_{\text{сп}}$ и постоянной времени $T_{\text{сп}}$.

Переходные процессы в позиционном гироскопическом датчике (на схеме рис. 3.16 звенья *2* и *3*) можно не учитывать. Следовательно, гироскопический датчик достаточно определить только коэффициентом усиления

$$K_{\text{г}} = \frac{u_{\text{пг}}}{\varphi_{\text{к}}}, \qquad (3.3.19)$$

где $u_{\text{пг}}$ — напряжение, появляющееся на выходе потенциометра гироскопа при повороте корпуса снаряда на угол $\varphi_{\text{к}}$.

Выражение для передаточной функции управляемого снаряда $\Phi_{\Sigma}(p)$ (т. е. корпуса снаряда, в совокупности с автоматом стабилизации) напишем, считая, что входным воздействием является напряжение командного сигнала $u_{\text{к}z}$ (см. рис. 3.16), а выходным — ускорение w_z

$$\Phi_{\Sigma}(p) = \frac{w_z(p)}{u_{\text{к}z}(p)} = \frac{\Phi_{\varphi}(p)\,\Phi_{\text{сп}}(p)}{1 + \Phi_{\text{А}\varphi}(p)}\,\Phi_{wz}(p), \qquad (3.3.20)$$

где $\Phi_{A\varphi}(p)$ — передаточная функция разомкнутой цепи автомата стабилизации курса (в состав которой входят: потенциометр гироскопа, усилитель, силовой привод и корпус снаряда).

Эта передаточная функция определяется следующим образом:

$$\Phi_{A\varphi}(p) = K_{ус} K_{г} \Phi_{\varphi}(p) \Phi_{сп}(p). \quad (3.3.21)$$

Такой вид передаточной функции разомкнутого контура соответствует так называемому автомату стабилизации (автопилоту) с жесткой обратной связью (см., например, [14, 39]).

Для многих типов управляемых снарядов форма амплитудно-частотной характеристики всего комплекса, состоящего из корпуса управляемого снаряда, автомата стабилизации и выходного звена приближается к виду, изображенному на рис. 3.18. Область частот в пределах которой характеристика $|\Phi_{\Sigma}(j\omega)|$ практически отлична от нуля, зависит от типа управляемого снаряда и не превышает нескольких герц [12].

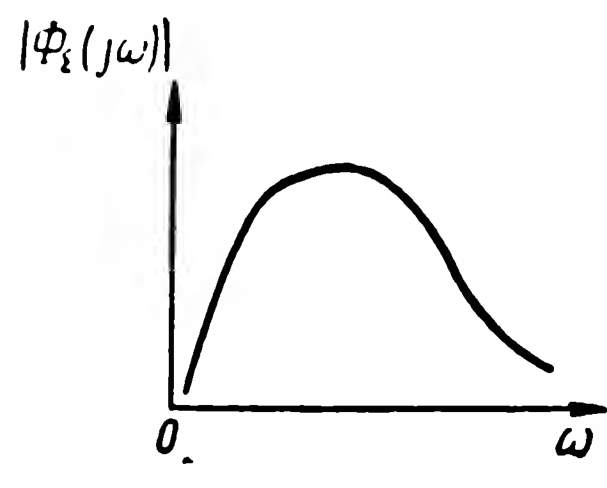


Рис. 3.18. Амплитудно-частотная характеристика управляемого снаряда.

Форма частотной характеристики, показанной на рис. 3.18, является характерной для автоматов стабилизации с жесткой обратной связью. В этом случае при постоянном значении командного сигнала ($u_{кz}$=const) снаряд будет двигаться прямолинейно, т. е. $w_z = 0$. Снаряды с таким автоматом стабилизации при $u_{кz} = 0$ будут следовать только по тому постоянному курсу, который задается положением оси свободного гироскопа.

При наведении снаряда на движущуюся цель (или с движущегося пункта управления на неподвижную цель) необходимо, чтобы при $u_{кz} = 0$ снаряд мог двигаться по любому курсу и тангажу при нейтральном положении рулей. В подобных случаях рассмотренный автомат стабилизации непригоден. Здесь будет необходим автомат стабилизации, который не устраняет астатизма управляемого снаряда.

3. Передаточная функция кинематического звена

Перейдем теперь к определению передаточной функции кинематического звена (рис. 3.15). Это звено устанавливает связь между параметрами движения перемещающейся точки — центра тяжести снаряда ($\mathbf{v}_с$; $\mathbf{w}_z$) и ее координатами в пространстве ($R_с$; $\psi_с$; $z_с$). Геометрические соотношения

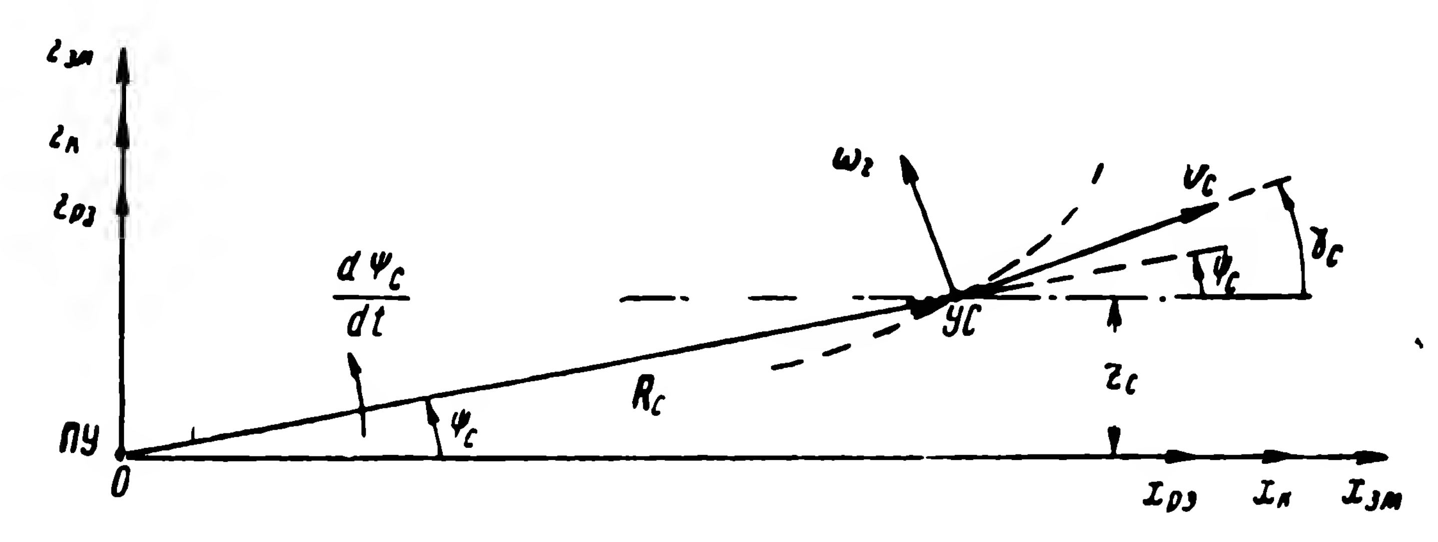


Рис. 3.19. Геометрические соотношения при управлении с помощью системы бокового управления:

ПУ — пункт управления (место расположения антенной системы, создающей радиозону); УС — управляемый снаряд (положение центра тяжести снаряда).

показаны на рис. 3.19. Управляемый снаряд (УС) движется по криволинейной траектории в горизонтальной плоскости со скоростью $\mathbf{v}_с$ и поперечным ускорением $\mathbf{w}_z$. Все углы, определяющие положение векторов, отсчитываются от направления равносигнальной зоны против часовой стрелки.

Из рис. 3.19 следует

$$R_с \frac{d\psi_с}{dt} = v_с \sin(\gamma_с - \psi_с). \qquad (3.3.22)$$

При значительных удалениях снаряда от пункта управления и исправно действующей системе управления обычно можно считать углы $\gamma_с$ и $\psi_с$ небольшими. При этом уравнение (3.3.22) переписывается в следующем виде:

$$R_с \frac{d\psi_с}{dt} \approx v_с\gamma_с - v_с\psi_с. \qquad (3.3.23)$$

С другой стороны, считая $\cos(\gamma_с - \psi_с) \approx 1$, найдем*

$$\frac{dR_с}{dt} \approx v_с. \qquad (3.3.24)$$

---

* Угол места снаряда $\theta_с$ предполагается малым, так что $R_с \cos\theta_с \approx R_с$.

Из этих двух уравнений получаем

$$R_c \frac{d\psi_c}{dt} + \frac{dR_c}{dt} \psi_c \approx v_c \gamma_c \quad (3.3.25)$$

или

$$\frac{d(R_c \psi_c)}{dt} \approx v_c \gamma_c. \quad (3.3.26)$$

Учитывая малость угла ψ_c, можно принять

$$R_c \psi_c \approx z_c, \quad (3.3.27)$$

где величины R_c, ψ_c и z_c являются функциями времени.

Дифференцируя последнее равенство и учитывая соотношение (3.3.26), получаем

$$\frac{dz_c}{dt} \approx v_c \gamma_c; \quad (3.3.28)$$

дифференцируем это равенство по времени (считая $v_c = \text{const}$), тогда

$$\frac{d^2 z_c}{dt^2} \approx v_c \frac{d\gamma_c}{dt}, \quad (3.3.29)$$

где $\frac{d\gamma_c}{dt}$ представляет собой угловую скорость вращения вектора $\mathbf{v}_c$. Но так как

$$v_c \frac{d\gamma_c}{dt} = w_z, \quad (3.3.30)$$

то с учетом равенства (3.3.29)

$$\frac{d^2 z_c}{dt^2} \approx w_z. \quad (3.3.31)$$

Передаточную функцию кинематического звена по линейному отклонению определим как

$$\Phi_{\text{кн}_z}(p) = \frac{z_c(p)}{w_z(p)} \approx \frac{1}{p^2}. \quad (3.3.32)$$

Имея значение линейного отклонения от равносигнальной зоны, можно перейти к углу ψ_c, искусственно „замораживая“ дальность, т. е. считая $R_c = \text{const}$. При этом получим

$$\psi_c = \frac{1}{R_c} z_c = \text{const}\, z_c. \quad (3.3.33)$$

Объединим равенства (3.3.32) и (3.3.33), тогда

$$\Phi_{\text{кн}}(p)=\frac{\psi_{\text{c}}(p)}{w_z(p)}\approx\frac{1}{R_{\text{c}}p^2}. \qquad (3.3.34)$$

Заметим, что правильнее будет считать, что связь между ψ_{c} и z_{c} определяется звеном с переменным коэффициентом усиления, так как R_{c} является функцией времени. Однако для нашего рассмотрения допущение (3.3.33) в первом приближении справедливо.

В тех случаях, когда исследование поперечного ускорения не нужно, передаточную функцию кинематического звена удобнее определять как отношение изображения угла визирования ψ_{c} к изображению курсового угла $\varphi_{\text{к}}$

$$\Phi'_{\text{кн}\,\psi}(p)=\frac{\psi_{\text{c}}(p)}{\varphi_{\text{к}}(p)}. \qquad (3.3.35)$$

В подобных случаях выходной величиной снаряда считается угол $\varphi_{\text{к}}$, а его выходное звено (на рис. 3.16 звено *6*) относят к кинематическому звену. Передаточную функцию такого кинематического звена найдем как произведение передаточных функций (3.3.16) и (3.3.34).

$$\Phi'_{\text{кн}\,\psi}(p)=\Phi_{wz}(p)\,\Phi_{\text{кн}}(p)\approx\frac{Z^{\alpha}}{m_{\text{c}}(p+a)}\,\frac{1}{R_{\text{c}}}\,\frac{1}{p}. \qquad (3.3.36)$$

Учитывая, что $a=\frac{Z^{\alpha}}{m_{\text{c}}v_{\text{c}}}$, и полагая, что $\frac{1}{a}$ — достаточно малая величина, получаем выражение для передаточной функции рассматриваемого кинематического звена в виде, приведенном в работе [12]

$$\Phi'_{\text{кн}\,\psi}(p)\approx\frac{v_{\text{c}}}{R_{\text{c}}}\,\frac{1}{p}. \qquad (3.3.37)$$

Интегрирующий множитель $\frac{1}{p}$ в передаточной функции характерен для кинематических звеньев.

4. Передаточная функция радиолинии

Рассматриваемую радиолинию представим в виде нескольких последовательно соединенных звеньев (рис. 3.20) Первое звено с коэффициентом передачи

$K_{рз}$ характеризует элемент, чувствительный к изменениям угла $\psi_с$. Этот элемент определяется антенной системой, создающей радиозону.

Как было показано выше, при изменениях угла $\psi_с$ будет меняться глубина модуляции сигнала на входе приемника. Поэтому в качестве выходной величины пер-

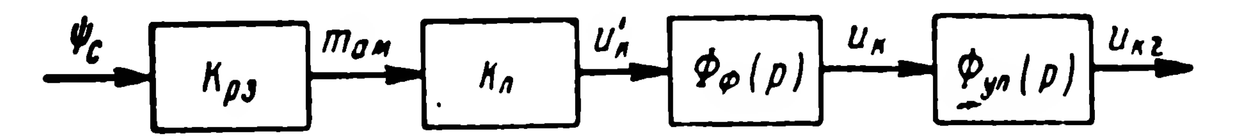


Рис. 3.20. Структурная схема радиолинии управления.

вого звена следует взять коэффициент глубины модуляции $m_{АМ}$ (см. рис. 3.5,а), который определим как

$$m_{АМ}=\frac{U_I-U_{II}}{U_I+U_{II}}, \qquad (3.3.38)$$

где U_I — средняя амплитуда несущей за первую половину периода $T_{мн}$;

U_{II} — средняя амплитуда несущей за вторую половину периода $T_{мн}$.

Характеристика первого звена, вообще говоря, не линейна. Однако если ограничиться малыми отклонениями от равносигнальной зоны (малыми углами $\psi_с$), то можно считать

$$m_{АМ}=K_{рз}\psi_с. \qquad (3.3.39)$$

Величина $K_{рз}$ определяется параметрами диаграммы направленности антенной системы. Как показано в работе [8], при аппроксимации главного лепестка диаграммы направленности функцией *

$$E(\psi_с)=E_0\cos\pi\frac{\psi_с}{\Psi_{АН_0}} \qquad (3.3.40)$$

можно получить

$$K_{рз}\approx\frac{\pi}{\Psi_{АН_0}}\operatorname{tg}\pi\frac{\Psi_{АН}}{\Psi_{АН_0}}, \qquad (3.3.41)$$

* Эта функция соответствует несмещенной диаграмме направленности.

где $2\Psi_{АН}$ — угол между направлениями максимального излучения при положениях *I* и *II* диаграммы направленности (см. рис. 3.4);

$\Psi_{АН_0}$ — ширина диаграммы направленности.

Приемное устройство радиолинии представлено на схеме рис. 3.20 двумя звеньями: первое с коэффициентом передачи $K_п$ соответствует безынерционной части приемника, второе — инерционное звено с передаточной функцией $\Phi_ф(p)$.

Инерционность приемника практически определяется наиболее узкополосным фильтром, каким обычно является фильтр нижних частот на выходе фазового детектора (рис. 3.6, *12б*). $\Phi_ф(p)$ — передаточная функция этого фильтра. При таком рассмотрении мы предполагаем, что фазовый детектор можно представить в виде последовательно соединенных безынерционного элемента *12а* и фильтра *12б* (рис. 3.6). Фактически такое представление справедливо только в определенных условиях. Для схемы фазового детектора, приведенной на рис. 3.8, эти условия можно определить следующим образом.

Рассмотрим напряжение, действующее в цепи каждого из диодов рис. 3.8. Это напряжение состоит из алгебраической суммы опорного напряжения и напряжения сигнала ошибки. Опорное напряжение постоянно по амплитуде и фазе. Амплитуда и фаза сигнала ошибки изменяются при движении снаряда.

Предположим, что снаряд совершает колебательное движение около равносигнальной зоны. Тогда напряжение сигнала ошибки на входе фазового детектора можно записать

$$u_{со}(t) = U_{со}\cos\Omega_с t\sin(2\pi F_{мн}t), \qquad (3.3.42)$$

где $\Omega_с$ — частота колебательного движения снаряда;

$U_{со}$ — амплитуда сигнала ошибки, соответствующая максимальному отклонению снаряда от равносигнальной зоны.

Опорное напряжение запишется как

$$u_{оп}(t) = U_{оп}\sin(2\pi F_{мн}t). \qquad (3.3.43)$$

Напряжения, действующие в контурах первого и второго диодов (рис. 3.8), будут

$$u_{1,2} = u_{оп} \pm \frac{1}{2} u_{со} = U_{оп} \times$$

$$\times \left(1 \pm \frac{U_{со}}{2U_{оп}} \cos \Omega_с t\right) \sin(2\pi F_{мн} t). \qquad (3.3.44)$$

Таким образом, в контурах диодов действуют амплитудно-модулированные колебания, причем $U_{оп} \gg U_{со}$ и, следовательно, коэффициент модуляции мал.

Напряжения на нагрузке каждого диода повторяют огибающую этих колебаний с некоторым запаздыванием во времени, но без нелинейных искажений, если выполняется следующее известное соотношение (см., например, [17]):

$$\Omega_с RC < \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{U_{со}}{2U_{оп}}\right)^2}}{\left(\frac{U_{со}}{2U_{оп}}\right)}, \qquad (3.3.45)$$

где R и C — сопротивление и емкость в нагрузке диодов (рис. 3.8).

Принимая во внимание, что для рассматриваемой системы $U_{оп} \gg U_{со}$, имеем

$$\Omega_с RC < \frac{2U_{оп}}{U_{со}} \qquad (3.3.46а)$$

или

$$\Omega_с U_{со} < \frac{2U_{оп}}{RC}. \qquad (3.3.46б)$$

Последнее условие показывает, что огибающая, воспроизводящая сигнал ошибки, будет передаваться линейно только при сравнительно медленных колебаниях и малых отклонениях снаряда от равносигнальной зоны. В этих пределах и будет справедливым предположение о том, что фазовый детектор состоит из безынерционного элемента, который без искажений выделяет сигнал ошибки (огибающую), и выходного фильтра, который определяет передаточную функцию $\Phi_ф(p)$ или частотную характеристику $\Phi_ф(j\omega)$, т. е. передаточная функция фазового детектора представляется в виде $K_{фд}\Phi_ф(p)$.

Практически всегда можно подобрать такие значения $U_{оп}$ и RC, чтобы подобное предположение было справедливым во всей области возможных значений Ω_c и U_{co}. В таком случае передаточная функция приемного устройства будет $K_п \Phi_ф(p)$.

Коэффициент передачи радиоприемного устройства определяется следующим соотношением:

$$K_п = \frac{u'_к}{m_{АМ}}, \tag{3.3.47}$$

где $u'_к$ — огибающая выпрямленного напряжения на входе фильтра фазового детектора (рис. 3.6).

Если между величинами $u'_к$ и $m_{АМ}$ сохраняется линейная зависимость, то радиоприемное устройство будет **линейным звеном**. Следует подчеркнуть, что линейность этого устройства как звена системы автоматического регулирования определяется только соотношением входной и выходной величин $\frac{u'_k}{m_{АМ}}$ и не зависит от того, что в радиоприемном устройстве обязательно осуществляется ряд типично нелинейных преобразований (детектирование, преобразование частоты и др.).

Из рассмотрения блок-схемы радиоприемного устройства (рис. 3.6) и спектра входного сигнала (рис. 3.5,*б*) следует, что

$$u'_к = \frac{4}{\pi} m_{АМ} \sqrt{2P_c R_{вх}}\, K_{co}, \tag{3.3.48}$$

где K_{co} — коэффициент усиления приемника по каналу сигнала ошибки;

$R_{вх}$ — входное сопротивление приемника;

P_c — мощность несущей сигнала на входе приемника;

$\frac{4}{\pi}$ — коэффициент, учитывающий прямоугольную форму модуляции.

Из уравнений (3.3.47) и (3.3.48) получим

$$K_п = \frac{4}{\pi} \sqrt{2P_c R_{вх}}\, K_{co}. \tag{3.3.49}$$

Значение коэффициента $K_п$, вообще говоря, не является постоянной величиной. Прежде всего, потенцио-

метр дальности, установленный в канале сигнала ошибки, меняет свое усиление по программе, соответственно удалению снаряда от пункта управления, т. е.

$$K_{пд}=K_0\frac{R_с(t)}{R_{с\,макс}}, \quad (3.3.50)$$

где K_0 — максимальное значение коэффициента передачи потенциометра дальности. Это изменение коэффициента передачи приемника специально вводится для компенсации переменного коэффициента передачи кинематического звена.

Кроме того, величина мощности несущего колебания $P_с$ на входе меняется как за счет удаления снаряда от пункта управления, так и вследствие колебаний напряженности поля в точке приема (из-за изменений поглощения в атмосфере, колебаний приемной антенны и т. д.).

Изменения $K_п$, возникающие из-за непостоянства мощности несущего колебания, должны быть скомпенсированы. Для этого используется автоматическая регулировка усиления (АРУ).

При работе АРУ величина коэффициента усиления приемника по каналу сигнала ошибки $K_{со}$ будет функцией мощности несущего колебания. Если идеализировать работу АРУ, то этот коэффициент усиления можно определить следующим образом:

$$K_{со}'=K_{со\,макс}\sqrt{\frac{P_{с\,мин}}{P_с}}, \quad (3.3.51)$$

где $P_{с\,мин}$ — минимальное значение мощности сигнала на входе приемника, при которой начинается работа АРУ;

$K_{со\,макс}$ — значение коэффициента усиления при минимальном входном сигнале.

Подставив выражение (3.3.51) в (3.3.49), получим

$$K_п=\frac{4}{\pi}\sqrt{2P_{с\,мин}R_{вх}}\,K_{со\,макс}. \quad (3.3.52)$$

Полученную формулу можно преобразовать к следующему виду:

$$K_п=\frac{4}{\pi}K_{АД}K_ф K_{фд}K_0\frac{R_с(t)}{R_{с\,макс}}U_{0\,нс}, \quad (3.3.53)$$

где $U_{0\,нс}$ — амплитуда напряжения несущей на входе амплитудного детектора *3* (рис. 3.6), которое стабилизировано системой АРУ;

$K_{АД}$ — коэффициент детектирования этого амплитудного детектора;

$K_ф$ — коэффициент усиления фильтра сигнала ошибки *5*;

$K_{фд}$ — коэффициент детектирования фазового детектора (коэффициент передачи нелинейной части схемы фазового детектора, т. е. звена *12а* рис. 3.6).

При определении передаточной функции приемника мы также, как при рассмотрении кинематического звена, воспользуемся методом «замороженных» коэффициентов, полагая дальность $R_с$ постоянной.

Последнее звено на схеме рис. 3.20 учитывает часть усилителя-преобразователя, не охваченную цепью обратной связи стабилизатора курса. Передаточная функция этого звена $\Phi_{уп}(p)$ зависит от характеристик корректирующих цепочек *8* (рис. 3.9) и коэффициента преобразования модулятора

$$\Phi_{уп}(p) = \frac{u_{кz}(p)}{u_к(p)} . \qquad (3.3.54)$$

Передаточная функция всей радиолинии определяется следующей формулой:

$$\Phi_{рт}(p) = K_{рз}K_п\Phi_ф(p)\,\Phi_{уп}(p). \qquad (3.3.55)$$

Иногда рассматривают отдельно передаточную функцию вида

$$\Phi'_{рт}(p) = K_{рз}K_п\Phi_ф(p), \qquad (3.3.56)$$

которую можно назвать передаточной функцией радиотехнического тракта.

5. Передаточная функция контура управления

Теперь контур системы бокового управления может быть представлен в виде структурной схемы (рис. 3.21). Передаточные функции всех звеньев, входящих в контур, были определены выше. Дальнейшая задача заключается в исследовании полученного контура методами

теории автоматического регулирования. При этом могут быть решены такие важные вопросы, как например, обеспечение устойчивости, оценка качества регулирования и точности наведения.

Исследование контура позволяет выбрать основные параметры системы управления, т. е. определить необходимый вид передаточных функций тех звеньев, которые могут быть выбраны по желанию конструктора.

На рис. 3.21 показаны точки *A*, *B* приложения некоторых внешних возмущений, которые могут действовать

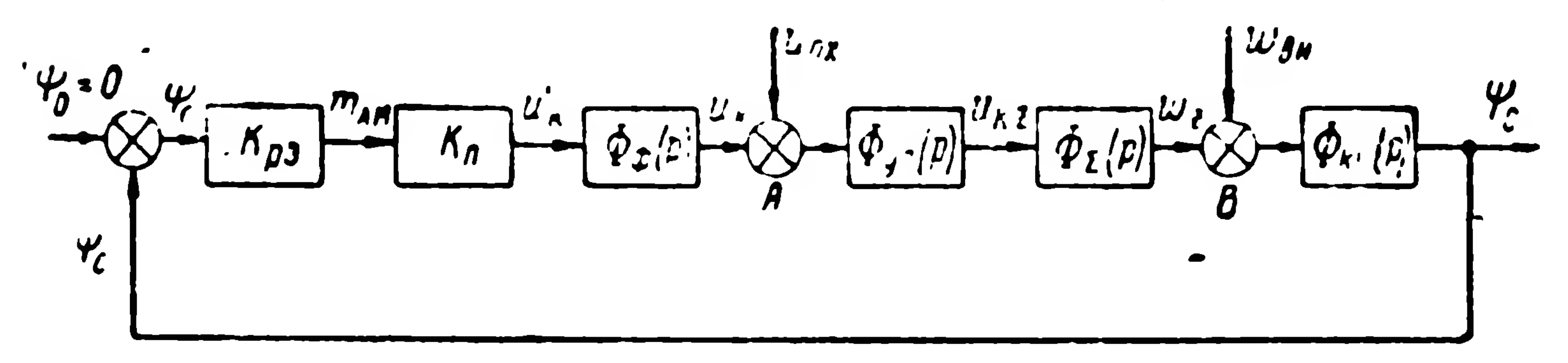


Рис. 3.21. Структурная схема внешнего контура управления системы бокового управления.

на систему бокового управления. Внешнее возмущение $u_{пх}$ представляет собой некоторое напряжение, которое добавляется к командному сигналу $u_к$ в результате возможных искажений сигнала в радиолинии. Внешнее возмущение $w_{вн}$ может описывать какие-либо внешние воздействия на снаряд в полете, например толчки из-за порывов ветра и др.

В результате действия внешних возмущений будет меняться угол ψ_c, характеризующий отклонение снаряда от радиозоны. Величина ψ_c является выходной величиной, снимаемой с контура (рис. 3.21). Как известно из теории автоматического регулирования, изменения выходной величины связаны с внешними возмущениями через передаточную функцию контура.

В рассматриваемом случае имеем

$$\psi_c = u_{пх} \frac{\Phi_{уп}(p)\,\Phi_\Sigma(p)\,\Phi_{кн}(p)}{1+\Phi_{уп}(p)\,\Phi_\Sigma(p)\,\Phi_{кн}(p)\,K_{рз}K_п\Phi_ф(p)} +$$

$$+ w_{вн} \frac{\Phi_{кн}(p)}{1+\Phi_{уп}(p)\,\Phi_\Sigma(p)\,\Phi_{кн}(p)\,K_{рз}K_п\Phi_ф(p)}, \qquad (3.3.57)$$

где ψ_c; $u_{пх}$; $w_{вн}$ — изображения соответствующих величин,

3.4. НЕКОТОРЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ОШИБКИ НАВЕДЕНИЯ В СИСТЕМЕ БОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ, ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ РАДИОЛИНИЕЙ

Ошибка наведения в системе бокового управления может рассматриваться как сумма ошибок, каждая из которых определяется какой-либо одной причиной. В этом разделе мы рассмотрим некоторые составляющие ошибки наведения, определяемые радиолинией.

Рассмотрим, например, возникновение ошибки из-за нарушения балансировки фазового детектора (рис. 3.8) вследствие различия в коэффициентах детектирования диодов $Д_1$ и $Д_2$.

При условии $U_{оп}>U_{со}$ получим для огибающей напряжения на выходе нелинейной части фазового детектора

$$u'_{к\,пх}=K'_{фд}\left(U_{оп}+\frac{1}{2}U_{со}\right)-$$

$$-K''_{фд}\left(U_{оп}-\frac{1}{2}U_{со}\right)=(K'_{фд}-K''_{фд})U_{оп}+$$

$$+\frac{1}{2}(K'_{фд}+K''_{фд})U_{со}, \tag{3.4.1}$$

где $K'_{фд}$, $K''_{фд}$ — коэффициенты детектирования в цепи диодов $Д_1$, $Д_2$, соответственно.

Если

$$K'_{фд}=K''_{фд}=K_{фд}, \tag{3.4.2}$$

то

$$u'_{к\,пх}=u'_{к}=K_{фд}U_{со}, \tag{3.4.3}$$

т. е. напряжение на выходе фазового детектора пропорционально амплитуде сигнала ошибки $U_{со}$, а $K_{фд}=K_{фд}$ [см. формулу (3.3.53)]. При разбалансе коэффициент детектирования фазового детектора можно определить из формулы (3.4.1) как

$$K_{фд}=\frac{K'_{фд}+K''_{фд}}{2}, \tag{3.4.4}$$

и выражение (3.4.1) для огибающей напряжения на выходе нелинейной части фазового детектора перепишется в виде

$$u'_{\text{к пх}} = K_{\text{фд}} U_{\text{со}} + u_{\text{пх}} = u'_{\text{к}} + u_{\text{пх}}, \tag{3.4.5.}$$

где

$$u_{\text{пх}} = U_{\text{оп}} (K'_{\text{фд}} - K''_{\text{фд}}). \tag{3.4.6}$$

Таким образом, разбаланс фазового детектора приводит к появлению дополнительного напряжения $u_{\text{пх}}$, которое добавляется к напряжению команды $u'_{\text{к}}$.

Если считать, что

$$K'_{\text{фд}} - K''_{\text{фд}} = \text{const},$$

то

$$u_{\text{пх}} = \text{const}. \tag{3.4.7}$$

Напряжение $u_{\text{пх}}$ можно рассматривать как внешнее воздействие на контур управления, приложенное к этому контуру (рис. 3.21) в точке A.

Угловая ошибка наведения $\Delta\psi$ может быть найдена из анализа контура рис. 3.21.

В установившемся режиме

$$\Delta\psi = \frac{U_{\text{оп}} (K'_{\text{фд}} - K''_{\text{фд}})}{K_{\text{рз}} K_{\text{п}}}. \tag{3.4.8}$$

Существенная часть ошибки наведения может определяться различными искажениями радиосигнала при распространении, а также радиопомехами, действующими на входе бортового радиоприемного устройства системы бокового управления.

Так, например, ошибка наведения может возникнуть в результате хаотической модуляции амплитуды сигнала при прохождении радиоволн через факел реактивного двигателя снаряда [12]. Значительное влияние могут оказывать активные радиопомехи, специально организованные для нарушения работы системы управления. Собственные шумы радиоприемника также могут рассматриваться как помеха, действующая на его входе.

Изучение действия радиопомех на систему управления должно начинаться с анализа работы приемника.

В некоторых случаях оказывается, что действие помехи приводит к тому, что на выходе радиоприемного устройства к напряжению командного сигнала $u_к$ добавляется переменное напряжение $u_{пх}$, независящее от $u_к$. В этом случае для рассмотрения работы системы управления достаточно определить спектр напряжения $u_{пх}$. Покажем, как можно определить ошибку наведения из-за радиопомех на примере анализа действия собственных шумов бортового радиоприемника.

Собственный шум на входе приемника можно рассматривать как стационарный случайный процесс с нормальным законом распределения. Спектральная плотность входного шума практически постоянна в широкой полосе частот. При анализе будем полагать, что входное сопротивление приемника $R_{вх}=1$ *ом*. Такое предположение не изменит результатов, так как в выражениях для отношений сигнал/шум сопротивления сокращаются.

Рассмотрим случай, когда отношение мощности сигнала к мощности шумов на входе приемника достаточно большое (по крайней мере в несколько раз больше единицы), а второй детектор (рис. 3.6,*3*) является линейным. Воздействие флюктуационных шумов на усиление УПЧ через систему АРУ учитывать не будем, что допустимо, если АРУ достаточно узкополосная, а отношение сигнал/шум велико. В подобных условиях, как будет показано ниже, прохождение сигнала и шума через тракт канала сигнала ошибки может считаться независимым.

Через канал опорного напряжения сообщения, по существу, не передаются. Из этого следует, что полоса пропускания этого канала может быть сделана у́же, чем полоса пропускания канала сигнала ошибки. Кроме того, при использовании триггера устраняется амплитудная модуляция полезного сигнала шумом. Следовательно, можно считать, что вредное воздействие шумов проявляется в основном в канале сигнала ошибки. Поэтому рассмотрим подробнее вопрос о прохождении сигнала и шума через канал сигнала ошибки до выхода фазового детектора.

Предположим, что снаряд отклонился от радиозоны на угол ψ_c. При этом на входе приемника действует модулированный сигнал с постоянным коэффициентом модуляции $m_{АМ}$. Блок-схема канала сигнала ошибки приведена на рис. 3.22. На рис. 3.23 даны спектры сигнала

и шума в различных точках схемы рис. 3.22. Спектр полезного сигнала на выходе УПЧ (точка *а*, рис. 3.22) при постоянном коэффициенте модуляции показан на рис. 3.23,a_1. Спектр шума в этой точке показан на рис. 3.23,a_2. Спектр шума — равномерный в пределах полосы УПЧ. Спектральная плотность определяется формулой

$$G_{ш2} = K_{вх}^2 G_{ш1}, \qquad (3.4.9)$$

где $G_{ш1}$ — плотность спектра на входе приемника;

$K_{вх}$ — коэффициент усиления радиотракта, считая от входа приемника до выхода УПЧ.

После линейного детектирования выделяются низкие частоты модуляции сигнала, спектр, которых показан на

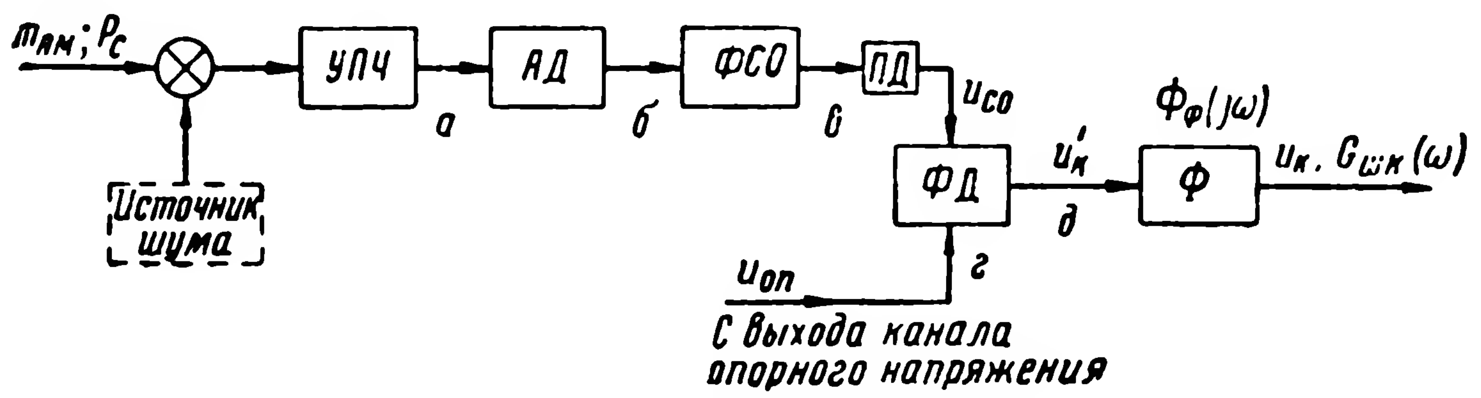


Рис. 3.22. Блок-схема канала сигнала ошибки:

УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АД — амплитудный детектор; ФСО — фильтр сигнала ошибки; ПД — потенциометр дальности; ФД — фазовый детектор (безынерционная часть схемы); Ф — выходной фильтр.

рис. 3.23,*б*. Кроме этого, на выходе детектора будет шум, спектр которого приведен на этом же рисунке.

Энергетическая плотность спектра шума на выходе линейного амплитудного детектора определяется только входным шумом при условии, что мощность сигнала значительно превосходит мощность шума.

Действительно, шум на входе детектора можно рассматривать как сумму большого количества синусоидальных колебаний со случайными фазами, частоты которых равномерно распределены в полосе УПЧ

$$\text{от } f_{пч} - \frac{\Delta f_{пч}}{2} \text{ до } f_{пч} + \frac{\Delta f_{пч}}{2}, \qquad (3.4.10)$$

где $\Delta f_{пч}$ — ширина полосы пропускания УПЧ;

$f_{пч}$ — значение промежуточной частоты.

На нелинейном элементе, каким является амплитудный детектор, будут возникать биения между отдельными компонентами входного напряжения, а также высшие гармоники частот, действующих на входе. Посколь-

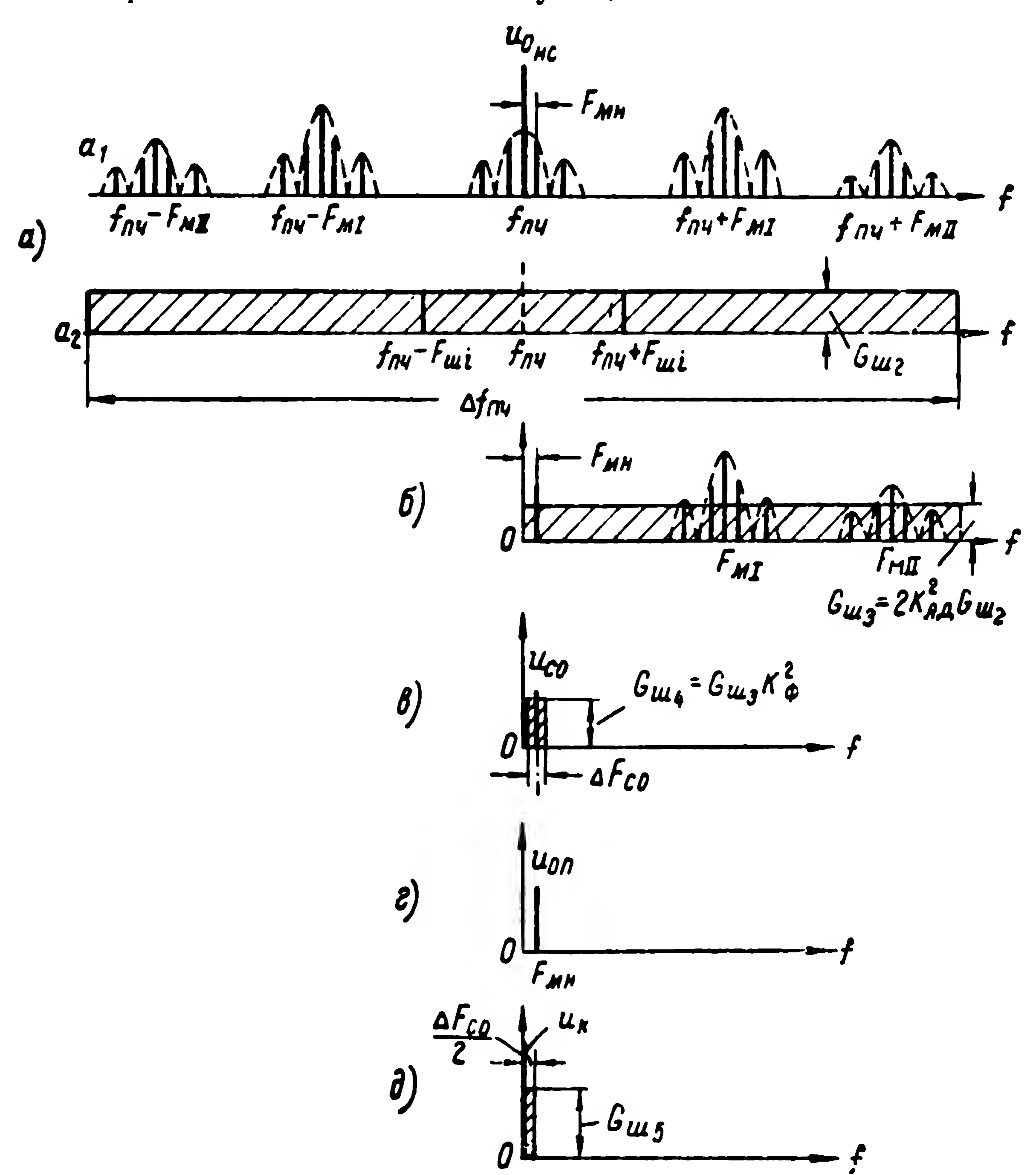


Рис. 3.23. Спектры сигнала и шума в различных точках канала сигнала ошибки (буквы соответствуют точкам схемы рис. 3.22).

ку после детектора стоит фильтр сигнала ошибки ФСО (рис. 3.22), мы можем не учитывать гармоники и рассматривать только биения, которые дадут составляющие спектра в области низких частот. Можно различать три основных типа биений: биения компонент сигнала меж-

ду собой (сигнал — сигнал), биения компонент сигнала с компонентами шума (сигнал — шум) и биения компонент шума между собой (шум — шум).

Биения сигнал — сигнал дадут дискретный спектр низких частот модуляции, показанный на рис. 3.23,*б*. Из биений сигнал — шум основное значение имеют компоненты биений несущей сигнала с шумом, поскольку при малом коэффициенте модуляции мощность остальных составляющих сигнала сравнительно невелика. Биениями шум — шум в данном случае также можно пренебречь, поскольку их мощность будет значительно меньше, чем у биений сигнал — шум, так как мощность сигнала значительно превышает мощность шума.

Таким образом, в данном случае спектр шума на выходе детектора $G_{ш3}$ в основном состоит из биений несущей сигнала с компонентами шума.

Проведем теперь математический анализ, который подтверждает приводимые выше рассуждения и позволит определить спектр на выходе амплитудного детектора. Представим напряжение на входе детектора в виде следующего выражения:

$$u_{вх} = U_{нс} \cos 2\pi f_{пч} t + \sum_{i=1}^{n} U_{ш} \cos (2\pi f_{шi} t + \varphi_{шi}), \quad (3.4.11)$$

где $U_{нс}$ — амплитуда несущей сигнала (модуляцией пока пренебрегаем вследствие малости глубины модуляции);

$U_{ш}$ — амплитуда одиночной компоненты шума (шум считается „белым");

$\varphi_{шi}$, $f_{шi}$ — фаза и частота одиночной компоненты шума.

Входное напряжение можно также представить в виде

$$u_{вх} = U(t) \cos [2\pi f_{пч} t + \xi (t)], \quad (3.4.12)$$

где $U(t)$ и $\xi(t)$ можно найти с помощью векторной диаграммы рис. 3.24.

Амплитудный детектор выделяет огибающую входного напряжения, т. е. напряжение на выходе детектора будет

$$u_{вых} = K_{АД} U(t), \quad (3.4.13)$$

где $K_{АД}$ — коэффициент детектирования.

Из векторной диаграммы рис. 3.24 найдем

$$U(t)=\sqrt{\left\{U_{\text{нс}}+\sum_{i=1}^{n}U_{\text{ш}}\cos\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{пч}})t+\varphi_{\text{ш}i}\right]\right\}^{2}+\left\{\sum_{i=1}^{n}U_{\text{ш}}\sin\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{пч}})t+\varphi_{\text{ш}i}\right]\right\}^{2}}. \qquad (3.4.14)$$

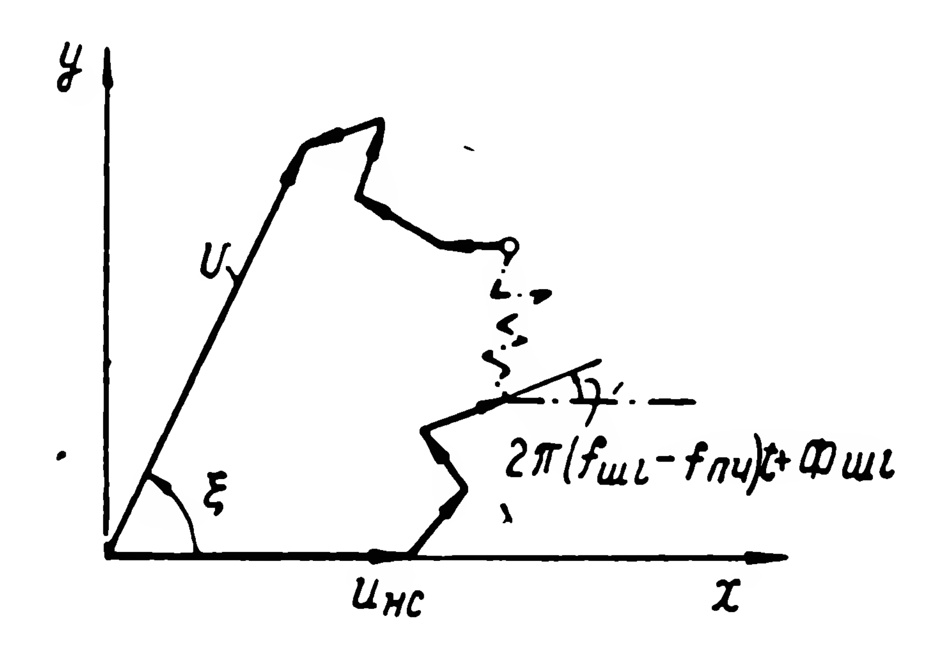


Рис. 3.24. Векторная диаграмма сигнала и шума при линейном амплитудном детектировании.

После соответствующих преобразований это выражение можно привести к следующему виду:

$$U(t)=\sqrt{U_{\text{нс}}^{2}+2U_{\text{нс}}\sum_{i=1}^{n}U_{\text{ш}}\cos\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{пч}})t+\varphi_{\text{ш}i}\right]+\sum_{i=1}^{n}\sum_{l=1}^{n}U_{\text{ш}}^{2}\cos\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{ш}l})t+\varphi_{\text{ш}i}-\varphi_{\text{ш}l}\right]}. \qquad (3.4.15)$$

Третий член в подкоренном выражении определяется только шумом (шум—шум) и, в соответствии со сказанным выше, этим членом можно пренебречь, так как согласно принятому условию мощность шума, пропорциональная величине $n\frac{U_{\text{ш}}^{2}}{2}$ значительно меньше мощности сигнала $\frac{U_{\text{нс}}^{2}}{2}$.

Второй член также значительно меньше первого. Поэтому, разлагая подкоренное выражение в ряд, получаем в первом приближении

$$U(t)\approx U_{\text{нс}}\left\{1+\frac{U_{\text{ш}}}{U_{\text{нс}}}\sum_{i=1}^{n}\cos\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{пч}})t+\varphi_{\text{ш}i}\right]\right\} \quad (3.4.16)$$

или, учитывая (3.4.13), имеем

$$u_{\text{вых}}=K_{\text{АД}}U_{\text{нс}}+K_{\text{АД}}\sum_{i=1}^{n}U_{\text{ш}}\cos\left[2\pi(f_{\text{ш}i}-f_{\text{пч}})t+\varphi_{\text{ш}i}\right]. \quad (3.4.17)$$

Если теперь учесть, что сигнал модулирован, то амплитуда сигнала $U_{\text{нс}}$ будет функцией времени

$$U_{\text{нс}}=[1+f_{\text{м}}(t)]U_{0\,\text{нс}}, \quad (3.4.18)$$

где $f_{\text{м}}(t)$ — определяет закон модуляции сигнала;

$U_{0\,\text{нс}}$ — амплитуда немодулированной несущей.

Из формул (3.4.17) и (3.4.18) следует, что на выходе амплитудного детектора будет постоянная составляющая $K_{\text{АД}}U_{0\,\text{нс}}$, составляющая низкой частоты модуляции $K_{\text{АД}}U_{0\,\text{нс}}f_{\text{м}}(t)$ (спектр ее для рассматриваемого случая показан на рис. 3.23,*б*) и шум, составляющие которого определяются только входным шумом и не зависят от сигнала. Спектральная плотность шума на выходе амплитудного детектора

$$G_{\text{ш}3}=2K_{\text{АД}}^{2}G_{\text{ш}2}, \quad (3.4.19)$$

что непосредственно следует из формулы (3.4.17).

При определении спектральной плотности шума следует учесть, что в сумму компонент, определяющую выходной шум [см. формулу (3.4.17)], входят пары составляющих с одинаковой частотой, но разной случайной фазой, которые получаются при биении несущей сигнала $f_{\text{пч}}$ с составляющими шума (рис. 3.23,a_2) $f_{\text{ш}i}=f_{\text{пч}}+F_{\text{ш}i}$ и $f_{\text{ш}i}=f_{\text{пч}}-F_{\text{ш}i}$. Мощности этих составляющих одинаковы и складываются, так как фазовые сдвиги $\varphi_{\text{ш}i}$ независимы. Поэтому и происходит удвоение плотности энергетического

спектра при детектировании [см. формулу (3.4.19)]. Максимальная частота биений $f_{шi} - f_{пч} = \frac{1}{2}\Delta f_{пч}$, следовательно, спектр шумов на выходе детектора занимает полосу от 0 до $\frac{\Delta f_{пч}}{2}$.

Шум и сигнал с выхода амплитудного детектора подаются на фильтр сигнала ошибки ФСО. Частотную характеристику этого фильтра считаем прямоугольной с полосой пропускания $\Delta F_{со}$. Средняя частота фильтра совпадает с частотой $F_{мн}$.

Плотность спектра шума на выходе фильтра будет

$$G_{ш4} = K_ф^2 G_{ш3}.$$

Так как коэффициент усиления фильтра $K_ф$ принят постоянным в пределах полосы, то спектр шума на выходе равномерный в пределах полосы от $F_{мн} - \frac{1}{2}\Delta F_{со}$ до $F_{мн} + \frac{1}{2}\Delta F_{со}$. Спектр на выходе фильтра показан на рис. 3.23,*в*.

Напряжение с выхода фильтра подается на вход фазового детектора (рис. 3.8). Фазовый детектор рассматриваемого типа состоит из двух амплитудных линейных детекторов. Во входных цепях первого детектора действует напряжение

$$u_1 = U_{оп}\cos(2\pi F_{мн}t) + \frac{1}{2}U_{со}\cos(2\pi F_{мн}t) + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{m} U_ш \cos(2\pi F_{шi}t + \varphi_{шi}) \tag{3.4.20а}$$

и в цепях второго детектора

$$u_2 = U_{оп}\cos(2\pi F_{мн}t) - \frac{1}{2}U_{со}\cos(2\pi F_{мн}t) - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{m} U_ш \cos(2\pi F_{шi}t + \varphi_{шi}), \tag{3.4.20б}$$

где $U_{оп}$ — амплитуда опорного напряжения (при приближенном рассмотрении мы условились считать опорное напряжение свободным от шумов). Спектр опорного напряжения показан на рис. 3.23,*г*;

$U_{со}$ — амплитуда сигнала ошибки, величина которой определяется глубиной модуляции $m_{АМ}$;

$U_{ш}$ — амплитуда одиночной компоненты шума с частотой $F_{шi}$ на входе фазового детектора.

Таким образом, при рассмотрении фазового детектора можно считать, что в цепи первого детектора действует сигнал с амплитудой $U_{оп}+\frac{1}{2}U_{со}$ и шум, а в цепи второго детектора—сигнал с амплитудой $U_{оп}-\frac{1}{2}U_{со}$ и шум. Если амплитуда опорного напряжения значительно превышает возможные значения амплитуды сигнала ($U_{оп}\gg U_{со}$) и эффективное напряжение шума, то, воспользовавшись результатами предыдущего анализа [формула (3.4.17)], для области самых низких частот найдем

$$u_{вых\,1}\approx K_{фд}\left(U_{оп}+\frac{1}{2}U_{со}\right)+$$

$$+\frac{1}{2}K_{фд}\sum_{i=1}^{m}U_{ш}\cos\left[2\pi\left(F_{шi}-F_{мн}\right)t+\varphi_{шi}\right], \qquad (3.4.21)$$

$$u_{вых\,2}\approx K_{фд}\left(U_{оп}-\frac{1}{2}U_{со}\right)-$$

$$-\frac{1}{2}K_{фд}\sum_{i=1}^{m}U_{ш}\cos\left[2\pi\left(F_{шi}-F_{мн}\right)t+\varphi_{шi}\right], \qquad (3.4.22)$$

где $u_{вых\,1}$, $u_{вых\,2}$ — напряжения на нагрузках первого и второго диодов фазового детектора;

$K_{фд}$ — коэффициент детектирования в цепи каждого из этих диодов.

Полученные выражения справедливы, если амплитудный детектор выделяет огибающую без искажений. Это выполняется только при сравнительно узком спектре шума и большой амплитуде опорного напряжения.

Напряжение на выходе фазового детектора определяется разностью напряжений на нагрузках детекторов. Следовательно,

$$u_{фд} = u_{вых\,1} - u_{вых\,2} = K_{фд} U_{со} +$$

$$+ K_{фд} \sum_{i=1}^{m} U_{ш} \cos [2\pi (F_{шi} - F_{мн}) t + \varphi_{шi}], \qquad (3.4.23)$$

где $K_{фд} U_{со} = u_{к}$ — напряжение на выходе фазового детектора в отсутствие шумов.

Для определения энергетического спектра шума на выходе фазового детектора следует учесть удвоение плотности спектра при линейном детектировании в каждом из амплитудных детекторов. В результате найдем

$$G_{ш5} = 2K_{фд}^2 G_{ш4}, \qquad (3.4.24)$$

где $G_{ш5}$ — плотность спектра шума на выходе фазового детектора;

$G_{ш4}$ — плотность спектра шума на выходе фильтра сигнала ошибки.

Спектр шума на выходе фазового детектора показан на рис. 3.23,*д*. Заменяя $G_{ш4}$ через плотность спектра шумов на входе приемника с учетом преобразований, показанных на рис. 3.23, найдем

$$G_{ш5} = 4K_{вх}^2 K_{АД}^2 K_{фд}^2 K_{ф}^2 G_{ш1} = 4K_{со}^2 G_{ш1}, \qquad (3.4.25)$$

где $K_{со} = K_{вх} K_{АД} K_{фд} K_{ф}$ — коэффициент усиления канала сигнала ошибки (для простоты полагаем $K_{пд} = 1$).

Коэффициент усиления $K_{вх}$ изменяется за счет действия АРУ при изменении силы входного сигнала. Как было указано выше, в некоторых пределах изменения входного сигнала можно считать $K_{вх}$ обратно пропорциональным средней амплитуде входного сигнала. Тогда

$$K_{вх} = K_{вх\,макс} \sqrt{\frac{P_{с\,мин}}{P_{с}}}. \qquad (3.4.26)$$

Это соотношение аналогично выражению (3.3.51). Теперь можно определить спектр шума на выходе радиоприемного устройства $G_{шк}$ (рис. 3.22).

Принимая, что эффективная полоса пропускания выходного фильтра $\Phi_ф(j\omega)$ значительно уже, чем $\Delta F_{со}$ (рис. 3.25), получаем

$$G_{шк}(\omega)=G_{ш5}|\Phi_ф(j\omega)|^2=4K^2_{со\,макс}\frac{P_{с\,мин}}{P_с}G_{ш1}|\Phi_ф(j\omega)|^2, \quad (3.4.27)$$

где $K_{со\,макс}=K_{вх\,макс}K_{АД}K_{ф\partial}K_ф$.

В большинстве случаев, в том числе и для рассматриваемой системы, воздействие шумов является наиболее опасным на конечном участке траектории полета. При этом $P_с \approx P_{с\,мин}$ и $K_{со} \approx K_{со\,макс}$. Расчет обычно выполняется для подобных условий. При этом плотность энергетического спектра шумов на выходе приемника максимальна и определяется соотношением

$$G_{шк\,макс}(\omega)==4G_{ш1}K^2_{со\,макс}|\Phi_ф(j\omega)|^2. \quad (3.4.28)$$

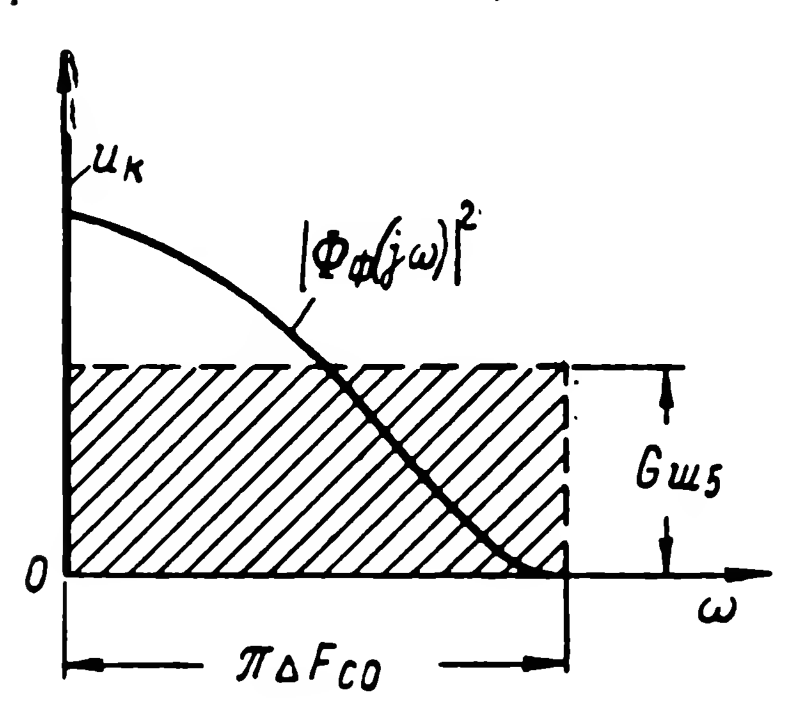


Рис. 3.25. К определению спектральной плотности шума на выходе радиоприемного устройства.

Значение коэффициента усиления $K_{со\,макс}$ можно выразить через коэффициент передачи радиоприемного устройства с помощью формулы (3.3.52). С учетом условия $R_{вх}=1$ *ом* получим

$$K_{со\,макс}=\frac{\pi}{4}\frac{K_п}{\sqrt{2P_{с\,мин}}}. \quad (3.4.29)$$

Для спектра помехи $u_{пх}$, приведенной к выходу приемника,

$$G_{шк\,макс}(\omega)=G_{ш1}\frac{\pi^2K^2_п}{8P_{с\,мин}}|\Phi_ф(j\omega)|^2. \quad (3.4.30)$$

Полученная формула определяет спектральное распределение шума на выходе приемника. Этот шум мо-

жет теперь рассматриваться как внешнее возмущение $u_{пх}$, приложенное к контуру управления (рис. 3.21). В рассматриваемом случае напряжение $u_{пх}$ имеет нормальный закон распределения вероятностей.

Дальнейшая задача состоит в рассмотрении воздействия этого внешнего возмущения на контур управления (рис. 3.21) для определения возникающей ошибки наведения. Если энергетический спектр напряжения $u_{пх}$ известен, то может быть найден и энергетический спектр флюктуаций угла визирования ψ_c. Затем определяется дисперсия угла визирования σ_ψ^2 путем интегрирования энергетического спектра по частоте*.

Для рассматриваемого случая

$$\sigma_\psi^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G_{шк\ макс}(\omega)\times$$

$$\times\left|\frac{\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)}{1+\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)K_{рз}K_п\Phi_ф(j\omega)}\right|^2 d\omega. \quad (3.4.31)$$

Подставляя в полученное выражение значение $G_{шк\ макс}$ из (3.4.30), найдем

$$\sigma_\psi^2 = \frac{1}{2\pi}G_{ш1}\frac{\pi^2K_п^2}{8P_{с\ мин}}\times$$

$$\times\int_0^\infty\left|\frac{\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)\Phi_ф(j\omega)}{1+\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)K_{рз}K_п\Phi_ф(j\omega)}\right|^2 d\omega. \quad (3.4.32)$$

Введем теперь понятие об эквивалентной полосе пропускания контура управления [8]

$$\Delta F_э = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty\left|\frac{K_пK_{рз}\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)\Phi_ф(j\omega)}{1+K_пK_{рз}\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_\Sigma(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)\Phi_ф(j\omega)}\right|^2 d\omega. \quad (3.4.33)$$

Тогда формула (3.4.32) может быть преобразована к следующему виду:

$$\sigma_\psi^2 = \frac{1}{K_{рз}^2}G_{ш1}\frac{\pi^2}{8}\frac{\Delta F_э}{P_{с\ мин}}. \quad (3.4.34)$$

---

* Следует отметить, что подобный метод определения дисперсии справедлив только для стационарного процесса флюктуаций.

Откуда среднеквадратическое значение углового отклонения

$$\sigma_{\psi}=\frac{\pi}{2\sqrt{2}K_{\text{рз}}}\sqrt{\frac{G_{\text{ш}1}\Delta F_{\text{э}}}{P_{\text{с мин}}}}, \qquad (3.4.35)$$

где $P_{\text{с мин}}$ — фактическая мощность сигнала на входе бортового приемника в конце наведения.

Среднеквадратическая линейная ошибка наведения равна

$$\sigma_{z\text{н}}=\frac{\pi R_{\text{ц}}}{2\sqrt{2}K_{\text{рз}}}\sqrt{\frac{G_{\text{ш}1}\Delta F_{\text{э}}}{P_{\text{с мин}}}}, \qquad (3.4.36)$$

где $R_{\text{ц}} \approx R_{\text{с макс}}$ — расстояние до цели.

Линейная ошибка наведения также имеет нормальный закон распределения.

Теперь можно найти угловую составляющую ошибки наведения, т. е. угол отклонения вектора скорости от правильного направления (см. рис. 3.3).

Угловая ошибка наведения определяется как

$$\gamma_{\text{с}} \approx \frac{v_z}{v_{\text{с}}}, \qquad (3.4.37)$$

где $v_{\text{с}}$ — скорость снаряда в момент перехода в пикирование;

v_z — боковая составляющая скорости, равная

$$v_z=\frac{dz_{\text{н}}}{dt}. \qquad (3.4.38)$$

Поэтому

$$\gamma_{\text{с}}=\frac{1}{v_{\text{с}}}\frac{dz_{\text{н}}}{dt}. \qquad (3.4.39)$$

Следовательно, выражение для спектра угловой ошибки наведения можно написать в следующем виде:

$$G_{\gamma}(\omega)=G_{\text{ш}1}\frac{\pi^2}{8}\frac{K_{\text{п}}^2}{P_{\text{с мин}}}\omega^2|\Phi_{0\,\text{пх}}(j\omega)|^2\frac{R_{\text{ц}}^2}{v_{\text{с}}^2}, \qquad (3.4.40)$$

где

$$\Phi_{0пх}(j\omega)=\frac{\Phi_{уп}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma}(j\omega)\,\Phi_{кн}(j\omega)\,\Phi_{ф}(j\omega)}{1+K_{рз}K_{п}\Phi_{уп}(j\omega)\Phi_{\Sigma}(j\omega)\Phi_{кн}(j\omega)\Phi_{ф}(j\omega)}, \qquad (3.4.41)$$

и дисперсия этой угловой ошибки

$$\sigma_{\gamma}^{2}=\frac{1}{2\pi}\,G_{ш1}\frac{\pi^{2}}{8}\,\frac{K_{п}^{2}R_{ц}^{2}}{v_{с}^{2}P_{с\,мин}}\int\limits_{0}^{\infty}\omega^{2}\,|\,\Phi_{0пх}(j\omega)\,|^{2}\,d\omega. \qquad (3.4.42)$$

Полученные формулы (3.4.36) и (3.4.42) устанавливают соотношения между ошибкой наведения, спектральной плотностью шума на входе бортового приемника и характеристиками контура управления. Они могут быть использованы при анализе системы для оценки возможных ошибок, а также и при синтезе для выбора некоторых характеристик. Так, например, с помощью полученных формул можно установить мощность передатчика, необходимую для получения достаточно малой ошибки из-за помех.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СТРУКТУРА СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ И ОБЩИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

4.1. ОБЩАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ЗВЕНЬЯ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Особенности систем радиоуправления как замкнутых систем автоматического регулирования

Обобщим результаты, полученные при рассмотрении примера системы радиоуправления в гл. 3, и сформулируем некоторые общие выводы, справедливые для любой системы радиоуправления.

Системы радиоуправления, предназначенные для управления движением снаряда по некоторой траектории (определяемой методом наведения), по своей структуре представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования. Подобные замкнутые системы автоматического регулирования обладают определенными специфическими особенностями. Остановимся коротко на этих особенностях.

В случае наведения с неподвижного пункта управления на неподвижную цель система управления представляет собой систему стабилизации. Такой системой является, например, система управления в радиозоне, рассмотренная в гл. 3. При движущейся цели система радиоуправления становится следящей системой, причем движение цели будет задающим воздействием.

При трехточечном наведении на неподвижную или движущуюся цель с движущегося пункта управления также будем иметь дело со следящей системой, причем

задающим воздействием здесь будет взаимное движение пункта управления и цели.

Таким образом, в общем случае системы радиоуправления являются следящими системами. Напомним, что при автономном управлении имеют место программные системы регулирования (§ 1.5).

Регулируемой величиной при двухточечном наведении является направление вектора скорости снаряда, а при трехточечном — положение снаряда в пространстве, определяемое относительно линии пункт управления — цель (или упрежденная точка).

Проектирование систем радиоуправления должно выполняться на базе общей теории управления (технической кибернетики *), в первую очередь на базе теории автоматического регулирования, представляющей собой одну из отраслей технической кибернетики.

Структурные схемы систем радиоуправления несколько различны для двухточечного и трехточечного наведения. Подобное различие обусловливается тем, что при двухточечном и трехточечном наведении ошибками управления являются физически различные величины.

Структурные схемы систем управления будут также несколько различаться при разных способах радиоуправления. Обусловливается это тем, что для формирования командного сигнала при различных способах радиоуправления используются различные данные. Кроме того, этот сигнал формируется в разных местах замкнутого контура системы радиоуправления.

В общем случае, система управления включает в себя несколько контуров регулирования. Так, в рассмотренном в гл. 3 примере имело место одновременное регулирование углов крена, рысканья и тангажа, регулирование, обеспечивающее движение снаряда в заданной вертикальной плоскости, и регулирование, обеспечивающее полет на заданной высоте. При наведении с пункта управления контуры, регулирующие движение управляемого снаряда относительно его центра тяжести, иногда называют «внутренними», а контуры, управляющие движением центра тяжести снаряда, — «внешними». В этом примере мы ограничились анализом только плоского

---

* Под технической кибернетикой понимается общая теория управления электромеханическими устройствами.

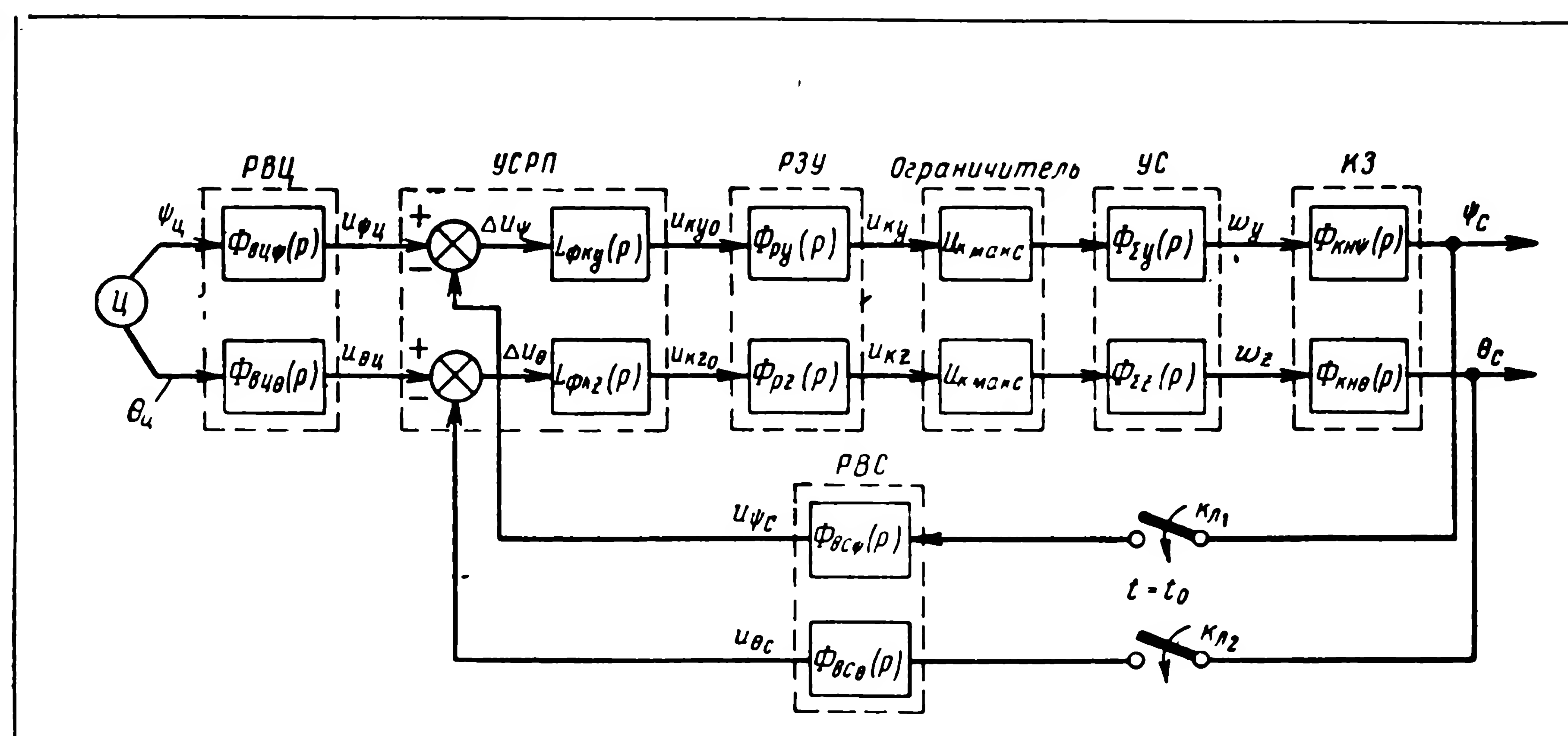


Рис. 4.1. Структурная схема системы радиотелеуправления при наведении по трехточечной кривой:

Ц — цель; РВЦ — радиовизир цели; УСРП — управляющий счетнорешающий прибор (устройство формирования команд); РЗУ — радиолиния управления (радиозвено управления); УС — управляемый снаряд; КЗ — кинематическое звено; РВС — радиовизир снаряда.

движения. В общем случае необходимо рассматривать пространственное движение. При этом, как правило, имеется два внешних контура управления. Если управление снарядом ведется по схеме декартового рулевого управления, то имеется внешний контур управления по курсу и внешний контур управления по тангажу. При отсутствии скручивания и высококачественной стабилизации угла крена эти два контура можно рассматривать независимо друг от друга. В противном случае контур тангажа и контур курса оказываются связанными. Внутренние контуры регулирования в общем случае рассматриваются совместно. В случае применения полярного рулевого управления соответственно будем иметь внешние контуры управления по крену и тангажу.

На рис. 4.1 приведена структурная схема, соответствующая случаю наведения снаряда по трехточечной кривой. Эта схема может, в частности, рассматриваться как обобщение структурной схемы радиотеленаведения в радиозоне (рис. 3.21) для случая радиотеленаведения или радиотелеуправления в пространстве (при наведении на движущуюся цель). Наиболее общий вид структурная схема имеет при радиотелеуправлении, так как в этом случае в ее состав может входить радиовизир снаряда.

Рассмотрим работу схемы рис. 4.1 для этого случая. Угловые координаты снаряда $\theta_с$ и $\psi_с$ и цели $\theta_ц$ и $\psi_ц$ определяются на пункте управления с помощью независимых радиовизиров снаряда и цели (РВС и РВЦ). Приборные аналоги координат снаряда и цели в виде напряжений $u_{\psi_с}$, $u_{\theta_с}$, $u_{\psi_ц}$, $u_{\theta_ц}$ вводятся в счетнорешающий прибор (называемый также иногда устройством формирования команд). В случае декартового управления в этом приборе формируются сигналы команд тангажа $u_{к\, y_0}$ и курса $u_{к\, z_0}$, функционально связанные с приборными аналогами рассогласования Δu_θ и Δu_ψ, причем

$$\Delta u_\theta = u_{\theta_с} - u_{\theta_ц},$$

$$\Delta u_\psi = u_{\psi_с} - u_{\psi_ц}.$$

При полярном рулевом управлении управляющий счетнорешающий прибор (УСРП) должен сформировать сигналы команды крена $u_{к\gamma_0}$ и тангажа $u_{кw_0}$.

Далее сформированные сигналы команды передаются на снаряд через двухканальную линию радиотелеуправления, которая является одним из звеньев замкнутого контура, изображенного на рис. 4.1.

Будем называть такое звено радиозвеном управления (РЗУ). Выходной величиной радиозвена управления при радиотелеуправлении будет командный сигнал.

Максимально возможные значения командного сигнала, подаваемого на управляющие органы снаряда, во многих случаях необходимо ограничить по величине. Поэтому в схему рис. 4.1 после РЗУ введены ограничители по максимуму $u_{к\,макс}$. В принципе подобные ограничители могут быть поставлены в различных местах тракта командного или управляющего сигналов.

После РЗУ командные сигналы тангажа и курса (или при полярном управлении — крена и тангажа) через соответствующие автоматы стабилизации поступают к рулевым органам снаряда. На рис. 4.1 управляемый снаряд представлен звеном УС. Выходной величиной этого звена принят вектор поперечного ускорения. Далее в кинематическом звене (КЗ) ускорение преобразуется в изменение координат снаряда. Последние через радиовизир снаряда (РВС) в виде напряжений $u_{\theta_с}$ и $u_{\psi_с}$ поступают на УСРП.

Для случая радиотеленаведения (например, в радиозоне) эта схема остается в общем справедливой за исключением того, что радиовизир снаряда (РВС) здесь не нужен, а устройство формирования команд (или УСРП) должно быть включено в замкнутый контур управления на выходе радиозвена управления, т. е. войдет в состав бортовой аппаратуры снаряда.

Схема, приведенная на рис. 4.1, не охватывает всех возможных структурных схем систем радиоуправления. Однако любую систему радиоуправления, как правило, можно привести к структурной схеме, в принципе аналогичной данной схеме. В эту схему входят все основные звенья, характерные для любой системы управления [12].

Такими звеньями являются:
— управляемый снаряд;
— кинематические звенья;
— радиотехнические звенья;
— счетнорешающие приборы.

Замкнутый контур регулирования в любой системе радиоуправления обеспечивает движение снаряда на втором и третьем этапах наведения (см. гл. 1) по траектории, близкой к кинематической. При комбинированном управлении состав этого контура и требования к отдельным его звеньям для второго и третьего этапов наведения в общем случае будут различными. В момент перехода со второго этапа наведения к третьему потребуется переключение с одного замкнутого контура управления на другой.

Замкнутый контур второго этапа наведения в системах радиоуправления во многих случаях начинает работать не непосредственно с момента старта снаряда, а после окончания первого этапа наведения. На рис. 4.1 это обстоятельство условно учтено тем, что в контур введены ключи $кл_1$ и $кл_2$, которые замыкают его в момент времени $t=t_0$, соответствующий началу второго этапа наведения.

Другой особенностью замкнутого контура системы радиоуправления является то, что он в общем случае обеспечивает движение снаряда не до момента взрыва, а до начала четвертого этапа наведения. Если четвертый этап наведения обусловлен наличием мертвой зоны в системе радиоуправления, то это равносильно или размыканию контура управления или его насыщению.

Причины насыщения контура управления в системах радиоуправления могут быть различными. Так, например, насыщение наступает, когда командный сигнал на выходе РЗУ превосходит уровень ограничения $u_{к\,макс}$ (рис. 4.1). Другой возможной причиной является ограниченность максимальной величины поперечных ускорений, которые обеспечиваются управляемым снарядом.

2. Основные звенья систем радиоуправления и их передаточные функции

Приведем краткую характеристику наиболее характерных звеньев систем радиоуправления [12, 45].

Управляемый снаряд

Звено «управляемый снаряд» состоит из корпуса снаряда и автомата стабилизации.

Корпус управляемого снаряда (т. е. сам снаряд или ракета) является согласно терминологии автоматическо-

го регулирования объектом регулирования. Движение корпуса снаряда в пространстве описывается системой дифференциальных уравнений, после чего он может быть представлен как некоторое звено системы автоматического регулирования. В наиболее простых случаях это звено полностью определяется своей передаточной функцией. При более строгом анализе приходится учитывать переменные коэффициенты, связанные с изменением аэродинамических свойств снаряда на разных высотах и скоростях, изменением массы снаряда в связи с выгоранием топлива и т. д.

Кроме того, часто необходимо учитывать и нелинейности, которые возникают, например, в связи с ограниченной маневренностью и т. д. В дальнейшем мы будем использовать только линейное приближение при описании корпуса снаряда.

Автомат стабилизации (автопилот) является звеном внутреннего контура управления. В состав автомата стабилизации обязательно входит чувствительный элемент (обычно гироскоп) и силовой привод, которые рассмотрены в предыдущих главах. Кроме того, в состав автомата стабилизации может входить часть усилителя — преобразователя, которая относится к внутреннему контуру управления. В большинстве случаев подобные звенья систем радиоуправления могут быть также описаны линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами.

Передаточная функция управляемого снаряда зависит от передаточной функции цепи обратной связи автомата стабилизации.

В гл. 3 был рассмотрен автомат стабилизации с жесткой обратной связью. Там было показано, что в передаточную функцию управляемого снаряда, снабженного таким автоматом стабилизации, интегрирующий множитель не входит. С другой стороны, при наведении снаряда на движущуюся цель (или при наведении с движущегося пункта управления на неподвижную или движущуюся цель) в общем случае необходимо, чтобы при отсутствии командных сигналов (точнее при командном сигнале, равном нулю) снаряд мог двигаться с различными курсами и различным тангажом при нейтральном положении рулей.

Подобное движение снаряда будет обеспечено, если в передаточную функцию управляемого снаряда (определяемую как отношение изображения угла поворота корпуса снаряда к изображению командного сигнала) будет входить интегрирующий множитель $\frac{1}{p}$.

В качестве примера рассмотрим схему, приведенную на рис. 4.2.

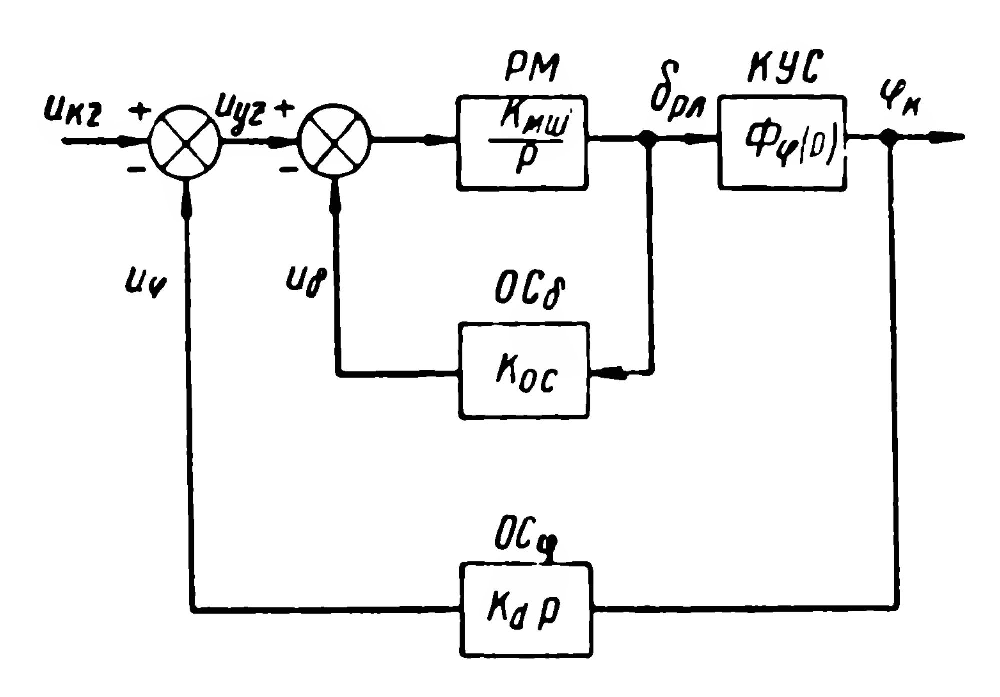


Рис. 4.2. Структурная схема автомата стабилизации курса:

КУС — корпус управляемого снаряда; РМ — рулевая машина; $ОС_{\delta}^{1}$ — обратная связь по углу отклонения руля; $ОС_{\varphi}$ — обратная связь по углу рысканья.

Найдем передаточную функцию управляемого снаряда, снабженного рассматриваемым автоматом стабилизации.

Передаточная функция силового привода (рулевой машины с жесткой обратной связью) определяется формулой (3.3.18).

Передаточная функция корпуса управляемого снаряда была получена выше в виде формулы (3.3.12).

Для простоты ограничимся рассмотрением случая «нейтрального» снаряда.

Передаточную функцию корпуса такого снаряда определим из формулы (3.3.12), если в ней принять $n_{\alpha}=0$.

Перепишем эту формулу в следующем виде:

$$\Phi_{\varphi}(p)=\frac{K_{\delta\,т}}{T_{пс}p+1}\frac{1}{p}, \qquad (4.1.1)$$

где

$$\left.\begin{aligned} T_{\text{пс}} &= \frac{1}{n_q} = \frac{I_y}{M_y^q}, \\ K_{\delta\text{т}} &= T_{\text{пс}} K_\delta. \end{aligned}\right\} \qquad (4.1.2)$$

Величину $T_{\text{пс}}$ называют постоянной времени снаряда [14].

Учитывая, что в цепи обратной связи OC_φ рассматриваемого автомата стабилизации включено идеальное дифференцирующее звено, имеющее передаточную функцию, равную $K_d p$, и используя формулы (3.3.18) и (4.1.1), получаем выражение для передаточной функции управляемого снаряда

$$\Phi_{\Sigma z}(p) = \frac{\varphi_{\text{к}}(p)}{u_{\text{к}\, z}(p)} =$$

$$= \frac{\frac{1}{p} K_{\delta\,\text{т}} K_{\text{сп}}}{(T_{\text{пс}} p + 1)(T_{\text{сп}} p + 1) + K_{\delta\text{т}} K_{\text{сп}} K_d}. \qquad (4.1.3)$$

Соотношение (4.1.3) можно переписать в следующем виде:

$$\Phi_{\Sigma z}(p) = \frac{K_{\Sigma z}}{T' p^2 + T'' p + 1} \cdot \frac{1}{p}, \qquad (4.1.4)$$

где

$$K_{\Sigma z} = \frac{K_{\delta\,\text{т}} K_{\text{сп}}}{1 + K_{\delta\,\text{т}} K_{\text{сп}} K_d}, \qquad (4.1.5)$$

$$\left.\begin{aligned} T' &= \frac{T_{\text{пс}} T_{\text{сп}}}{1 + K_{\delta\,\text{т}} K_{\text{сп}} K_d}, \\ T'' &= \frac{T_{\text{пс}} + T_{\text{сп}}}{1 + K_{\delta\,\text{т}} K_{\text{сп}} K_d}. \end{aligned}\right\} \qquad (4.1.6)$$

Таким образом, при использовании автомата стабилизации (рис. 4.2) „нейтральный" управляемый снаряд можно представить в виде последовательно соединенных усилительного, колебательного и интегрирующего звеньев. Интегрирующий множитель $\frac{1}{p}$ войдет в состав передаточной функции снаряда и в общем случае, т. е. при $n_\alpha \neq 0$.

Наличие интегрирующего множителя принципиально отличает передаточную функцию управляемого снаряда с автоматом стабилизации, выполненным по схеме рис. 4.2, от передаточной функции управляемых снарядов с автоматом стабилизации с жесткой обратной связью [12, 14].

Кинематические звенья

Кинематические звенья определяют кинематические соотношения между положениями и параметрами движения управляемого снаряда, пункта управления и цели. Эти звенья входят в состав внешнего контура управления. Кинематические звенья обычно описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами. Поэтому для анализа приходится часто пользоваться приближенными методами, линеаризуя уравнения для малых отклонений и искусственно «замораживая» коэффициенты.

Характерным для передаточных функций кинематических звеньев является интегрирующий множитель $\frac{1}{p}$. Наличие интегрирующего множителя в этих передаточных функциях определяет астатичность систем радиоуправления независимо от характеристик автомата стабилизации, используемого на снаряде.

Типичным выражением для передаточной функции кинематического звена с «замороженными» коэффициентами является, например, полученное в гл. 3 соотношение (3.3.34).

Радиотехнические звенья

Радиотехнические устройства являются обязательными элементами систем радиоуправления. Применение их обусловливается необходимостью передавать и принимать сигналы, несущие определенные сообщения на значительные расстояния.

Радиоканалы (радиолинии), используемые в системах управления, следует рассматривать как отдельные звенья замкнутого контура регулирования. Подобные звенья называются **радиотехническими звеньями** или, сокращенно, **радиозвеньями**.

Радиозвеньями могут быть: каналы и линии радио-

управления, системы радиовизирования снаряда, радиолинии передачи данных и т. д.

Каналы и линии радиоуправления называются **радиозвеньями управления**. Рассмотренная в гл. 3 радиолиния бокового управления является типичным примером радиозвена управления. Системы радиовизирования снаряда представляют собой **измерительные радиозвенья**.

Радиозвеном будем называть также все те радиотехнические устройства, которые хотя и не входят в состав

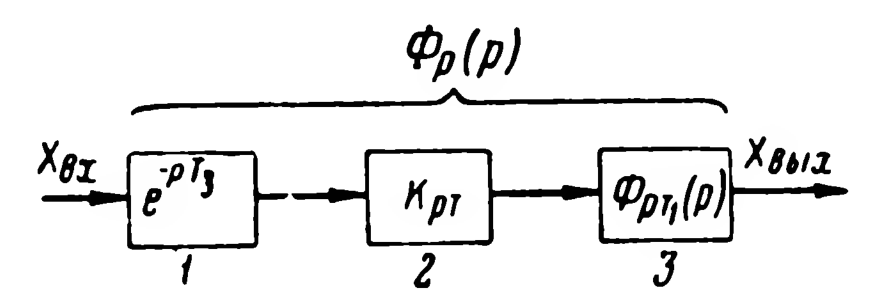


Рис. 4.3. Структурная схема радиозвена:

1 — элемент временной задержки; 2 — безынерционная часть радиотехнического звена; 3 — инерционная часть радиотехнического звена.

замкнутого контура управления снаряда, но непосредственно участвуют в работе этого контура. К подобным устройствам можно отнести радиовизиры цели, используемые при радиотелеуправлении и радиотеленаведении. Действительно, хотя радиовизир цели здесь и не входит в замкнутый контур управления снарядом, но с выхода этого визира снимается сигнал, который для контура управления является задающим воздействием. Поэтому передаточную функцию визира цели необходимо выбирать с учетом характеристик замкнутого контура.

В простейших случаях радиозвенья описываются передаточными функциями как линейные звенья систем регулирования. В более сложных случаях приходится учитывать нелинейность и наличие переменных коэффициентов.

Структурная схема радиозвена в линейном приближении приводится к схеме, изображенной на рис. 4.3. Эта схема состоит из трех последовательно соединенных элементов: элемента, определяющего время задержки сигнала $T_з$ [не связанное с ограниченностью полосы пропускания радиозвена, например, время распространения радиоволн или задержка из-за использования импульсно-временных кодов (см. гл. 3)], безынерционного элемента

с коэффициентом передачи $K_{рт}$ и элемента с передаточной функцией $\Phi_{рт1}(p)$, определяющего характер переходных процессов.

Эта структурная схема радиотехнического звена, очевидно, будет справедлива только в тех случаях, когда радиотехнический тракт можно разделить на независимые безынерционную и инерционную часть (как, например, для радиозвена, рассмотренного в гл. 3).

При определении переходных процессов радиотехнический тракт иногда может рассматриваться как инерционное звено с постоянной времени $T_{рт}$, т. е.

$$\Phi_{рт}(p) = \frac{K_{рт}}{T_{рт}p+1}, \qquad (4.1.7)$$

причем

$$\Phi_{рт}(p) = K_{рт}\Phi_{рт_1}(p).$$

При этом передаточная функция всего радиотехнического звена будет равна

$$\Phi_{р}(p) = K_{рт}\frac{1}{T_{рт}p+1}e^{-pT_з}. \qquad (4.1.8)$$

Выражение для передаточной функции радиозвена иногда оказывается значительно более сложным, как например, для измерительных радиозвеньев, которые представляют собой следящую систему. Типичным примером такого измерительного радиозвена является радиолокационная станция с автоматическим угловым сопровождением цели. Передаточная функция такого радиозвена состоит из колебательного и ряда инерционных звеньев. Соответствующая амплитудно-частотная характеристика приведена на рис. 4.4 [15, 41].

Наличие временного запаздывания $T_з$ в замкнутом контуре управления может существенно повлиять на качество системы регулирования. Временное запаздывание сдвигает фазочастотную характеристику разомкнутого контура и, следовательно, уменьшает запас устойчивости системы управления. В дальнейшем, при рассмотрении систем радиоуправления будут исследоваться только такие варианты осуществления радиотехнических звеньев, для которых постоянная задержка в передаче сиг-

нала настолько мала, что ею можно пренебречь. В частности, если не учитывать космических объектов, вполне допустимо пренебрежение временем задержки, связанным с конечной величиной скорости распространения электромагнитных колебаний.

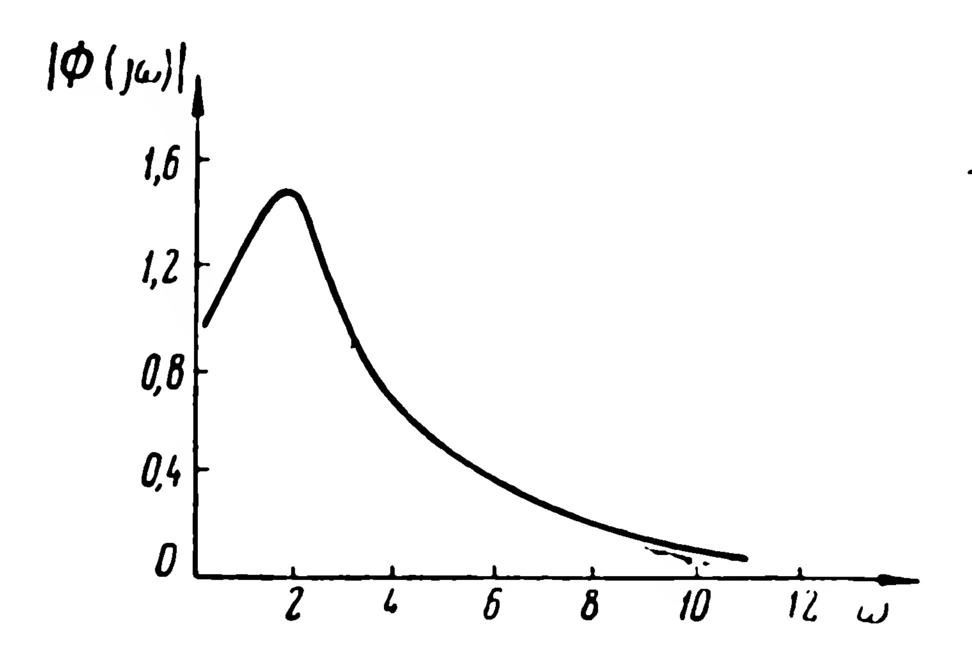


Рис. 4.4. Частотная характеристика измерительного радиозвена (радиолокационной станции с угловым сопровождением цели).

Счетнорешающие приборы

Счетнорешающие приборы в системах управления выполняют самые разнообразные функции, как например:

1) формирование командных и управляющих сигналов, обеспечивающих наведение снаряда на цель по определенному закону (управляющие счетнорешающие приборы);

2) формирование поправок на параллакс;

3) преобразование сигналов из одной системы координат в другую и т. д.

Счетнорешающие приборы, выполняющие подобные функции, являются звеньями замкнутого контура управления.

Различают **аналоговые счетнорешающие приборы**, которые выполняют преобразования с непрерывными аналоговыми величинами (напряжениями, токами, механическими перемещениями) и **цифровые машины**, которые оперируют с числами. В последнем случае в состав контура дополнительно входят преобразователи «аналог-цифра» и «цифра-аналог».

Если уравнение, решаемое счетнорешающим прибором, линейное и имеет постоянные коэффициенты, то этот счетнорешающий прибор может быть описан передаточной функцией. Цифровая машина, выполняющая линейное преобразование, описывается дискретной передаточной функцией, которая вводится с помощью дискретного преобразования Лапласа.

В некоторых случаях вместо управляющего счетнорешающего прибора используется человек-оператор. При этом естественно возникает вопрос о характеристиках человека, как звена системы автоматического регулирования.

Этот вопрос до сих пор окончательно не решен. Основным недостатком оператора является сравнительно большая инерционность, а достоинством — способность приспосабливаться к самым разнообразным обстоятельствам. В тех случаях, когда оператор работает как линейное звено, его передаточная функция приблизительно может быть выражена следующей формулой:

$$\Phi_{опер}(p) = \frac{a_{опер}\, e^{-pT_{опер}}}{1 + b_{опер}\, p}, \tag{4.1.9}$$

где $a_{опер}$; $b_{опер}$; $T_{опер}$ — коэффициенты, характеризующие оператора.

3. Понятие о методах исследования замкнутого контура регулирования системы радиоуправления

Задачами исследования замкнутого контура системы радиоуправления, прежде всего, являются:

1. Определение устойчивости системы регулирования.
2. Анализ ошибок управления и наведения.

На основе исследования контура должны быть установлены оптимальные передаточные функции отдельных звеньев системы управления.

Аналитическое решение полного дифференциального уравнения, описывающего замкнутый контур системы управления, практически еще невозможно из-за значительных математических трудностей. Подобное решение можно получить только применяя метод моделирования системы с помощью аналоговых моделей или цифровых

машин дискретного счета. Вопросы моделирования рассматриваются в § 5 настоящей главы.

При рассмотрении некоторых задач полное дифференциальное уравнение замкнутого контура можно упростить, понизив порядок этого уравнения и линеаризировав его.

Такое упрощение, в частности, позволяет приближенно оценивать устойчивость систем управления и определять некоторые составляющие ошибки управления, как, например, составляющую, обусловливаемую шумами радиозвеньев.

Линеаризация уравнения производится путем составления уравнения «в отклонениях» параметров фактической траектории движения снаряда от кинематической траектории. Входной величиной структурной схемы, составленной для отклонений, в схеме рис. 4.1 будет движение цели, а выходной — рассогласование $\Delta\psi_c$ или $\Delta\theta_c$.

Если ошибка управления невелика, то в первом приближении наличие ограничителей в структурной схеме рис. 4.1 при составлении дифференциального уравнения можно не учитывать, считая, что величина командного сигнала не достигает уровня его ограничения по максимуму. В дальнейшем ограничение в структурных схемах систем радиоуправления учитываться не будет, за исключением тех специальных случаев, когда это будет особо оговорено.

При исследовании «в отклонениях», при пренебрежении ограничением (насыщением) и «замороженных» коэффициентах замкнутый контур системы радиоуправления будет описываться линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. В этом случае передаточная функция $\Phi(p)$ будет полностью характеризовать замкнутый контур управления.

Исследование процессов в этом контуре может осуществляться как в частотной, так и во временной областях. В первом случае передаточная функция преобразуется в частотную характеристику $\Phi(j\omega)$, а во втором — в переходную функцию $H(t)$ или импульсную функцию $h(t)$. Соответственно сигналы в различных точках контура регулирования в первом случае удобно находить, применяя преобразование Фурье, а во втором случае — интеграл свертывания.

1. Общая характеристика ошибок управления

Ошибки управления, возникающие в процессе наведения снаряда на цель — это ошибки регулирования, возникающие в замкнутом контуре управления.

Для исследования ошибок управления структурную схему рис. 4.1 преобразуем, прежде всего, к виду, изо-

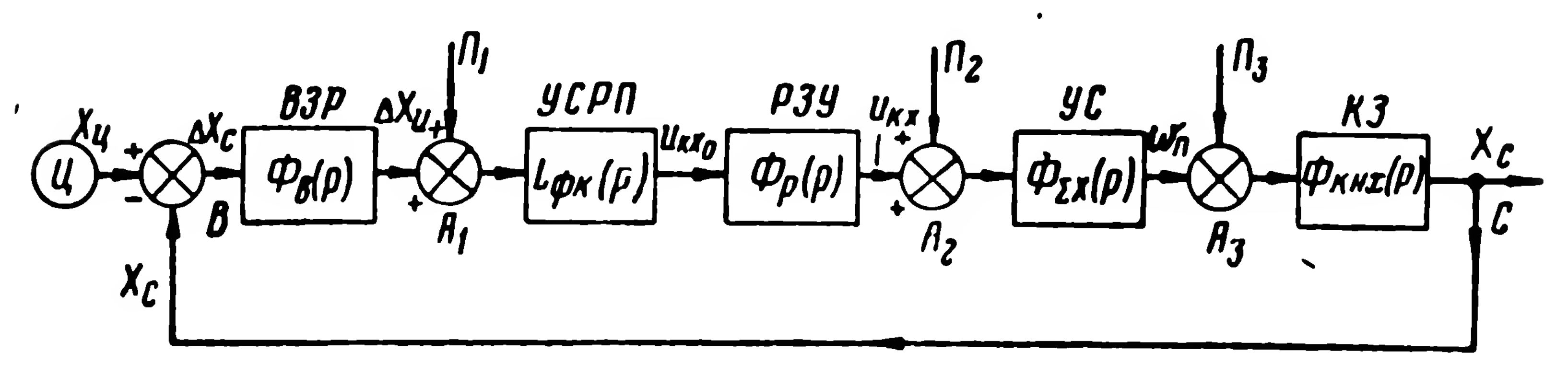


Рис. 4.5. Замкнутый контур управления при различных внешних воздействиях:

$П_1$, $П_2$, $П_3$ — помехи, действующие на контур управления; *Ц* — цель; ВЗР — устройства визирования; УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РЗУ — радиозвено управления; КЗ — кинематическое звено; УС — управляемый снаряд.

браженному на рис. 4.5. Отклонение регулируемой величины $X_с$ (параметра траектории снаряда) от задаваемого значения (т. е. ошибка управления), на схеме рис. 4.5 обозначено через $\Delta X_с$. Величиной $\Delta X_с$ при трехточечном наведении могут быть, например, разности углов $\psi_ц - \psi_с$ или $\theta_ц - \theta_с$, а при двухточечном — углы отклонения вектора скорости снаряда от необходимого направления. Таким образом, схема рис. 4.5 имеет более общий характер, чем схема рис. 4.1. Схема рис. 4.5 справедлива как для трехточечного, так и для двухточечного наведения.

В этой схеме радиовизиры снаряда и цели считаются одинаковыми и при структурных преобразованиях линейных схем могут быть заменены единым звеном (ВЗР) с передаточной функцией $Ф_в(p)$. На выходе этого звена имеем приборный аналог ΔX_u величины $\Delta X_с$.

В схеме указаны возможные точки приложения внешних возмущений: $X_ц(t)$ — движение цели, $П_1(t)$ — возмущение, вызванное помехой, действующей на радиовизиры, $П_2(t)$ — возмущение из-за помехи в радиозвене управления, $П_3(t)$ — возмущение, действующее на управляемый снаряд.

При исследовании ошибок из-за возмущений, действующих на систему управления, удобно пользоваться эквивалентными схемами, аналогичными схеме, приведенной на рис. 4.6. На этом рисунке $X_{вз}(p)$ — изображение возмущения (причем под $X_{вз}(p)$ можно понимать $X_ц(p)$, $П_1(p)$ и т. д.), $\Delta X(p)$ — изображение ошибки управления, возникшей из-за данного возмущения, $\Phi_{\Delta X}(p)$ — передаточная функция звена, эквивалентного замкнутому контуру, определённая по отношению к данному возмущению.

$X_{вз}(p) \rightarrow \boxed{\Phi_{\Delta x}(p)} \rightarrow \Delta X(p)$

Рис. 4.6. Эквивалентная схема контура управления для учета действия возмущения.

Так, например, если $X_{вз}(p) \equiv X_ц(p)$, то

$$\Phi_{\Delta X}(p) = \frac{\Delta X_ц(p)}{X_ц(p)} = \frac{1}{1 + \Phi_{раз}(p)}, \qquad (4.2.1)$$

где $\Phi_{раз}(p)$ — передаточная функция разомкнутого контура.

$$\Phi_{раз}(p) = \Phi_в(p)\, L_{фк}(p)\, \Phi_р(p)\, \Phi_{\Sigma X}(p)\, \Phi_{кн\, x}(p). \qquad (4.2.2)$$

Ошибка управления возникает также из-за ненулевых начальных условий, которые должны быть определены в момент включения контура управления (при замыкании ключей, рис. 4.1). В этом случае возникает переходный процесс, характер которого определяется величиной начального рассогласования. При небольших рассогласованиях, когда линейность системы не нарушается, переходный процесс определяется передаточной функцией контура управления. Рассмотрим, например, действие так называемой ошибки прицеливания ΔX_0.

Ошибка прицеливания представляет собой случайное по величине, различное при различных выстрелах, начальное рассогласование. Это начальное рассогласование определяет ошибку управления $\Delta X_{дин}(t)$, которая представляет собой реакцию системы управления на скачкообразное входное возмущение (ΔX_0) при условии, что все остальные начальные условия нулевые. Подобная реакция может быть найдена, например, с помощью переходной функции системы радиоуправления [14; 15; 41]

$$\Delta X_{дин}(t) = \Delta X_0 H(t) = \Delta X_0 \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{P_{\Delta X}(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega, \quad (4.2.3)$$

где $H(t)$ — переходная функция;

$P_{\Delta X}(\omega)$ — вещественная часть частотной характеристики $\Phi_{\Delta X}(j\omega)$.

Возможный характер изменения ошибки $\Delta X_{дин}$ во времени (в процессе наведения) приведен на рис. 4.7. Мо-

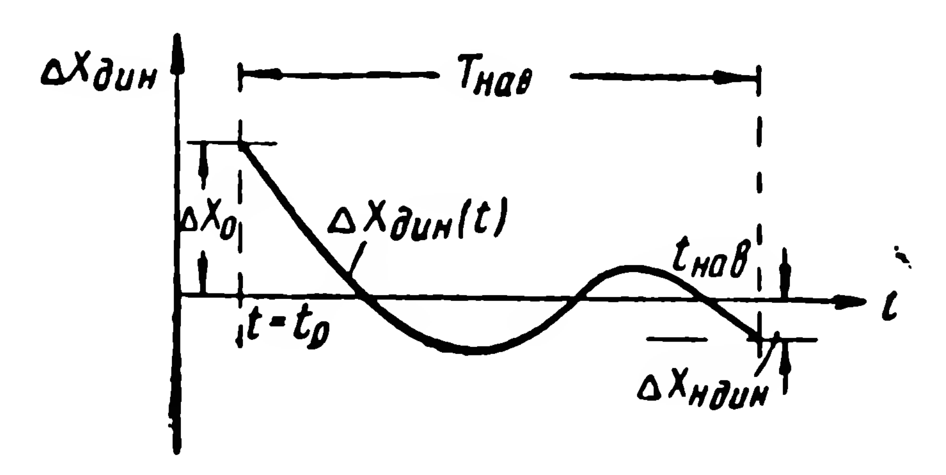


Рис. 4.7. Временная диаграмма переходного процесса, возникающего из-за начальной ошибки прицеливания.

мент $t = t_0$ соответствует началу работы контура управления, а момент $t = t_{нав}$ — окончанию работы.

Время наведения $T_{нав}$ равно $t_{нав} - t_0$. Ошибка наведения, обусловливаемая ошибкой прицеливания, будет равна $\Delta X_{н_{дин}}$ (рис. 4.7). Среднеквадратическое значение этой ошибки находится путем усреднения по ансамблю всех возможных значений $\Delta X_{н_{дин}}$.

Ошибку управления $\Delta X_{дин}(t)$ часто называют *динамической ошибкой переходного процесса включения**. Значение этой ошибки зависит от формы частотной характеристики контура управления и величины ошибки прицеливания. В общем случае надо учитывать не только ΔX_0, но и ее производные $\left[\left(\frac{d\Delta X_0}{dt}\right)_{t=t_0} \text{ и т. д.}\right]$.

Рассмотрим теперь ошибку управления, обусловливаемую движением цели. Пункт управления в дальнейшем будем для простоты считать неподвижным.

---

* Динамическими ошибками в системе регулирования называют ошибки, связанные с переходным процессом.

Движение цели является входным сигналом системы радиоуправления. Для данной конкретной цели этот сигнал обычно может быть описан определенной функциональной зависимостью $X_ц(t)$.

Изображение соответствующей ошибки, определяемой движением цели, будет иметь вид

$$\Delta X_ц(p) = \Phi_{\Delta X}(p) X_ц(p). \qquad (4.2.4)$$

Ошибку управления $\Delta X_ц(t)$ иногда называют ошибкой наведения на цель.

Возможные траектории цели для различных целей и при различных выстрелах следует рассматривать как случайную реализацию одной из возможных функциональных зависимостей $X_ц(t)$, входящей в состав так называемой «трубки» траекторий.

Среднеквадратическое значение ошибки наведения, определяемой ошибкой слежения за целью, может быть найдено путем усреднения по ансамблю возможных траекторий цели.

В принципе, возникновение ошибки управления $\Delta X_ц(t)$ является следствием ограниченности полосы пропускания частотной характеристики контура радиоуправления. Значение подобной ошибки уменьшается с расширением полосы пропускания частотной характеристики, т. е. с увеличением быстродействия контура управления.

Ошибка управления из-за действия помех, приложенных в точках A_1; A_2; A_3 (рис. 4.5) определяется формулой

$$\Delta X_{пх}(p) = \frac{\Phi_{AB}(p)}{1+\Phi_{раз}(p)} \Pi(p), \qquad (4.2.5)$$

где $\Pi(p)$ — изображение процесса помехи;

$\Phi_{раз}(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы, определяемая формулой (4.2.2);

$\Phi_{AB}(p)$ — передаточная функция разомкнутой системы между точкой приложения возмущения и точкой B, в которой определяется ошибка.

Возможные виды внешних помех и возмущений, действующих на систему радиоуправления и снаряд, весьма разнообразны. По своему характеру эти воздействия можно разделить на три основные группы:

1) флюктуационные стационарные воздействия (например, собственные шумы радиоприемных устройств, внешние шумовые специально организованные радиопомехи и т. д.);

2) случайные нестационарные воздействия (порывы ветра, провалы в воздушные ямы, некоторые виды организованных радиопомех и т. д.);

3) постоянно действующие для одного снаряда, но случайные по величине для различных снарядов (эксцентриситет тяги двигателя, несимметричность формы корпуса снаряда и т. д.).

Точки приложения внешних воздействий к контуру управления могут быть самыми различными. Некоторые возможные точки A_1; A_2; A_3 приведены на рис. 4.5. Ошибка, возникающая из-за флюктуационных стационарных воздействий, обычно оценивается ее среднеквадратическим значением. Величина этой ошибки уменьшается при сужении полосы пропускания частотной характеристики контура управления.

Суммарная ошибка управления при независимости входных возмущений в линейной системе управления будет составлять величину

$$\Delta X_{\text{с}}(t) = \Delta X_{\text{дин}}(t) + \Delta X_{\text{ц}}(t) + \Delta X_{\text{пх}}(t). \qquad (4.2.6)$$

В дальнейшем основное внимание будет уделено ошибкам управления, возникающим вследствие воздействия различных возмущений на радиозвено управления. Рассмотрение подобных ошибок отдельно от прочих ошибок для линейной системы регулирования является вполне законным, поскольку для такой системы справедлив принцип суперпозиции.

2. Ошибки управления, определяемые радиозвеном управления

Система автоматического регулирования (рис. 4.5), в состав которой входит радиозвено управления (РЗУ), отличается некоторыми характерными особенностями.

Для передачи сообщения (например, сигнала команды) через радиоканал прежде всего необходимо преобразовать это сообщение в какой-либо параметр электрического колебания высокой частоты, т. е. осуществить соответствующие кодирование и модуляцию.

Поэтому для дальнейшего рассмотрения контур системы автоматического регулирования при радиотелеуправлении в развернутом (в отношении радиозвена) виде удобно изобразить так, как показано на схеме, приведенной на рис. 4.8.

Схема рис. 4.8 непосредственно следует из схемы рис. 4.5, если в последней для простоты объединить в общий блок радиовизир и управляющий счетнорешающий прибор (в этом случае следует считать, что на вход УСРП непосредственно поступает рассогласование $\Delta X_с = X_ц - X_с$). Линия радиотелеуправления на схеме рис. 4.8 представлена в виде последовательно соединенных элементов: элемента формирования радиосигнала (ФРС) (т. е. радиопередающего устройства), радиоприемного устройства (ПРН) и выходного фильтра (ВФ).

Для случая радиотеленаведения соответствующая схема контура управления изображена на рис. 4.9.

Для передачи через радиоканал сообщение (входная величина) $X_{вх}(t)$ преобразуется в элементе формирования радиосигнала в некоторую функцию $f_{вч}[t;\ f(X_{вх})]$. Спектр этой функции лежит в области радиочастот, которые хорошо распространяются на значительные расстояния. Функция $f_{вч}[t;\ f(X_{вх})]$ представляет собой некоторый процесс; величину $f(X_{вх})$ можно рассматривать как медленно меняющийся параметр этого процесса, в котором и содержится передаваемая информация.

Преобразование входной величины $X_{вх}(t)$ в функцию $f_{вч}[t;\ f(X_{вх})]$ может осуществляться различным образом, в зависимости от используемых методов кодирования и модуляции. Так, например, в простейшем случае амплитудной модуляции при непрерывном излучении радиосигнала

$$f_{вч}[t;\ f(X_{вх})] = U_{вч}[1 + m_{АМ}(t)]\sin\omega t, \qquad (4.2.7)$$

где $f(X_{вх}) = m_{АМ}(t)$ — глубина амплитудной модуляции.

В общем случае $f(X_{вх})$ — некоторая нелинейная функция $X_{вх}(t)$. В большинстве случаев, однако, кодирующие и модулирующие устройства выполняются так, что с достаточной точностью можно считать

$$f(X_{вх}) = K_X X_{вх}. \qquad (4.2.8)$$

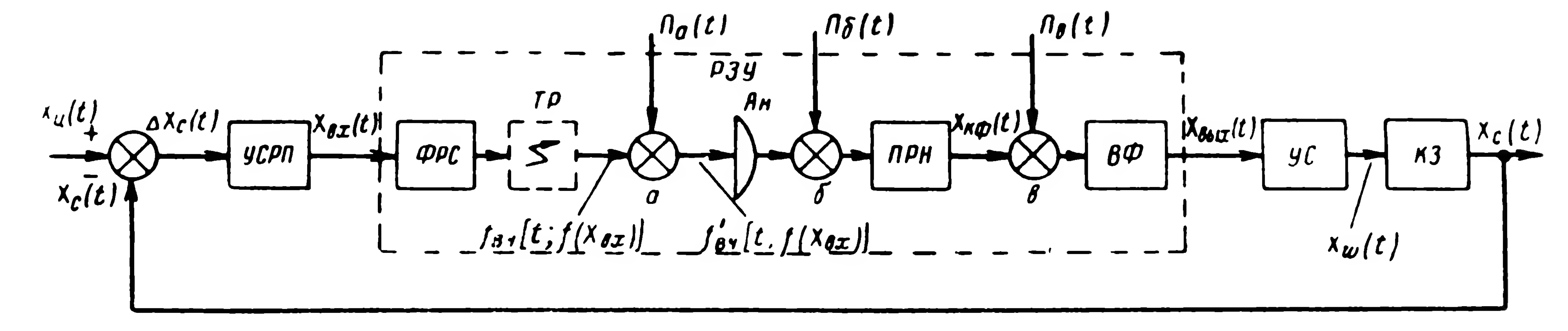


Рис. 4.8. Контур системы радиотелеуправления с развернутой схемой радиозвена:

УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РЗУ — радиозвено управления; ФРС — устройство формирования радиосигнала; ТР — трасса радиоканала управления; ПРН — приемник; ВФ — выходной фильтр; УС — управляемый снаряд; КЗ — кинематическое звено; $П_а(t)$; $П_б(t)$; $П_в(t)$ — помехи, действующие в радиозвене.

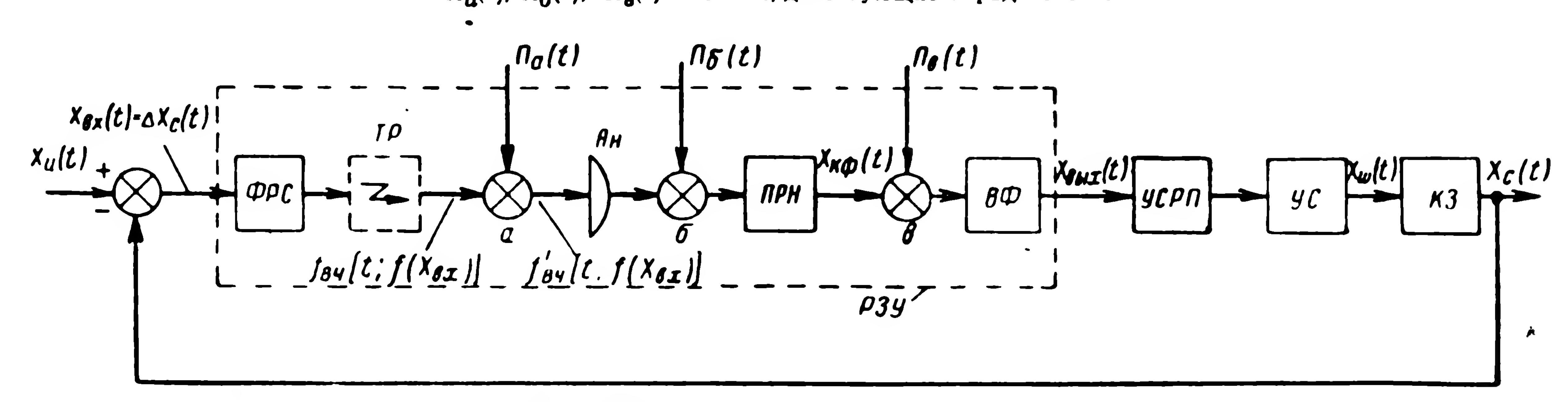


Рис. 4.9. Контур системы радиотеленаведения с развернутой схемой радиозвена:

УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РЗУ — радиозвено управления; ФРС — устройство формирования радиосигнала; ТР — трасса радиоканала управления; ПРН — приемник; ВФ — выходной фильтр; УС — управляемый снаряд; КЗ — кинематическое звено; $П_а(t)$; $П_б(t)$; $П_в(t)$ — помехи, действующие в радиозвене.

В этом случае звено формирования радиосигнала следует рассматривать как линейное безынерционное звено системы автоматического регулирования, а K_X — коэффициент передачи этого звена.

В радиоприемном устройстве (ПРН) происходит обратное преобразование процесса $f_{вч}[t; f(X_{вх})]$ в командный сигнал $X_{кф}(t)$ таким образом, что

$$X_{кф} = L_п[f(X_{вх})], \qquad (4.2.9)$$

где $L_п$ — в общем случае нелинейный оператор, характеризующий преобразование, осуществляемое в радиоприемном устройстве. В тех случаях, когда этот оператор является линейным и безынерционным $[X_{кф} = K_п f(X_{вх})]$ и справедливо выражение 4.2.8, связь между величинами $X_{вх}$ и $X_{кф}$ имеет следующий вид:

$$X_{кф} = K_X K_п X_{вх}. \qquad (4.2.10)$$

Если на выходе радиоприемного устройства имеются инерционные элементы, то их можно учитывать как отдельное звено (ВФ на рис. 4.8 и 4.9). Таким образом вся безынерционная часть радиолинии может быть представлена в этом случае в виде двух радиозвеньев с коэффициентами передачи K_X и $K_п$.

Сопоставляя рис. 4.8 или 4.9 с рис. 4.3, получаем

$$K_{рт} = K_X K_п. \qquad (4.2.11)$$

Выполненный в гл. 3 анализ системы бокового управления является типичным примером подобного рассмотрения для конкретного случая. В этом примере $K_X = K_{рз}$, а $K_п = \frac{u'_к}{m_{АМ}}$. Другие примеры будут рассмотрены в последующих главах. Перейдем к рассмотрению действия помех на радиозвено управления.

Помехи могут действовать на трассе радиоканала, т. е. между звеньями формирования радиосигнала и приемной антенной [на рис. 4.8 и 4.9 помеха $П_a(t)$]. Такие помехи являются следствием изменения условий распространения радиоволн или результатом организации радиопомех противником или же, наконец, возникают из-за радиопомех естественного происхождения.

Помехи могут возникать и в самом радиотракте (например, помехи $П_в(t)$ и $П_б(t)$ на рис. 4.8 и 4.9).

Причиной таких помех могут являться пульсации или нестабильность источников питания, плохая регулировка балансных схем, собственные шумы и др.

Независимо от происхождения и физической природы по характеру воздействия можно различать помехи, которые суммируются с передаваемым радиосигналом, и помехи, модулирующие этот сигнал.

Условное изображение воздействия помехи $П_{a\Sigma}(t)$, суммирующейся с сигналом, показано на рис. 4.10,*а*.

Рис. 4.10. Воздействие внешних помех на радиоканал:
а — помеха, суммирующаяся с сигналом; *б* — помеха, модулирующая сигнал.

К такому типу помех относятся атмосферные и промышленные помехи, а также организованные активные радиопомехи. К подобным помехам принадлежат и собственные шумы приемника, которые обычно считаются приложенными ко входу приемника (на рис. 4.8 и 4.9 помеха $П_б(t)$. В результате действия такой помехи на входе приемника будет сигнал следующего вида:

$$f'_{вч}[t;f(X_{вх})]=f_{вч}[t;f(X_{вх})]+П_{a\Sigma}(t). \qquad (4.2.12)$$

Действие модулирующей помехи $П_{a\,м}(t)$ можно представить в виде некоторого нелинейного оператора $L_{пх}$, изменяющего функцию сигнала $f_{вч}[t;f(X_{вх})]$ (рис. 4.10,*б*). В ряде случаев искажение передаваемого сигнала описывается оператором вида $L_{пх}\left(\frac{d}{dt};a_0;a_1;\dots\right)$, т. е. искаженный сигнал может быть записан следующим образом:

$$f'_{вч}[t;f(X_{вх});П_{a\,м}(t)]=a_0+a_1f_{вч}[t;f(X_{вх})]+$$
$$+a_2\frac{d}{dt}\left\{f_{вч}[t;f(X_{вх})]\right\}+a_3\frac{d^2}{dt^2}\left\{f_{вч}[t;f(X_{вх})]\right\}+\dots \qquad (4.2.13)$$

Параметры оператора a_0; a_1; a_2 являются функцией помехи $\Pi_{ам}(t)$ и будут, вообще говоря, переменными величинами. Весьма часто встречается более простой случай, при котором можно считать

$$a_0 = a_2 = a_3 = \ldots = 0,$$
$$a_1 = \Pi_{а\,м}(t).$$

При этом на вход приемного устройства поступает сигнал, искаженный помехой, который можно записать как

$$f'_{вч}[t; f(X_{вх}); \Pi_{а\,м}(t)] = \Pi_{а\,м}(t) f_{вч}[t; f(X_{вх})]. \quad (4.2.14)$$

Подобный случай, в частности, будет иметь место при паразитной амплитудной модуляции радиосигнала в системе управления в радиозоне (см. гл. 3). Такая модуляция может возникнуть, например, за счет изменений условий распространения электромагнитной энергии через струю выхлопных газов двигателя. Выражение для функции $\Pi_{а\,м}(t)$ в этом случае имеет следующий вид:

$$\Pi_{а\,м}(t) = 1 + m_{пх}(t), \quad (4.2.15)$$

где $m_{пх}$ — глубина паразитной амплитудной модуляции.

Для анализа действия помехи радиоприемное устройство (ПРН) надо выделить из контура управления и независимо от контура рассмотреть прохождение сигнала и помехи через все преобразователи этого устройства. В результате такого рассмотрения для обоих типов помех обычно удается представить выходной сигнал безынерционной части приемника $X_{кф}(t)$ в следующем виде:

$$X_{кф}(t) = \Delta u_0 + u_{пх}(t) + K'_{п}[1 + n(t)] f[X_{вх}(t)] +$$
$$+ K''_{п}\{f[X_{вх}(t)]\}^2 + K'''_{п}\{f[X_{вх}(t)]\}^3 + \ldots \quad (4.2.16)$$

В частных случаях можно ограничиться рассмотрением только первых членов ряда формулы (4.2.16). Так, например, можно считать $f(X_{вх})$ малой величиной, полагая, что система регулирования не сильно отклоняется от стационарного положения.

Тогда, пренебрегая в выражении (4.2.16) членами высших порядков малости, получаем

$$X_{кф}(t)=\Delta u_0+u_{пх}(t)+K'_п[1+n(t)]f[X_{вх}(t)]. \quad (4.2.17)$$

Подобный случай может быть, например, в радиоканале управления в радиозоне при наличии паразитной амплитудной модуляции.

Действительно, учитывая, что для радиозоны

$$f[X_{вх}(t)]=m_{АМ}(t)$$

и используя соотношения (4.2.7), (4.2.14) и (4.2.15), получаем

$$f'_{вч}[t; f(X_{вх}); \Pi_{ам}(t)]=[1+m_{пх}(t)][1+m_{АМ}(t)]U_{вч}\sin\omega t.$$

При линейном детектировании этого сигнала на выходе усилителя низкой частоты будем иметь

$$X_{кф}(t)=[m_{пх}(t)+m_{АМ}(t)+m_{пх}(t)m_{АМ}(t)]K_п \quad (4.2.18)$$

или

$$X_{кф}(t)=u_{пх}(t)+[1+m_{пх}(t)]m_{АМ}(t)K_п,$$

где

$$u_{пх}(t)=K_п m_{пх}(t).$$

Таким образом, в данном случае $\Delta u_0=0$, $K'_п=K_п$, а $m_{пх}(t)=n(t)$. Подобный случай подробно рассмотрен в работах [8, 41].

Если величина $n(t)$ не будет пренебрежимо мала по сравнению с единицей, то это показывает, что анализ действия помехи приводит к необходимости рассмотрения системы регулирования с переменными параметрами. К этому иногда приводит анализ действия модулирующих помех.

Значение коэффициента передачи $K'_п$, вообще говоря, также может измениться из-за действия мешающего сигнала ($K'_п\neq K_п$).

В случаях, когда можно принять $n(t)\approx 0$, получим

$$X_{кф}(t)=\Delta u_0+u_{пх}(t)+K'_п f[X_{вх}(t)]. \quad (4.2.19)$$

Если анализ действия помехи приводит к выражению вида (4.2.19), значит помеха не нарушает линейности системы регулирования и постоянства ее коэффициентов. Структурная схема, соответствующая этому уравнению, показана на рис. 4.11. Структурная схема замкнутого контура управления представляется теперь в виде, приведенном на рис. 4.12.

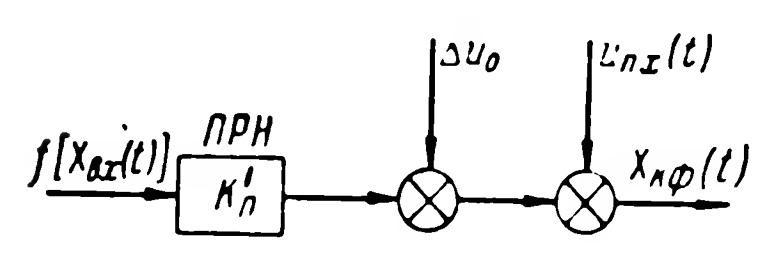


Рис. 4.11. Структурная схема радиоприемного устройства, составленная с учетом воздействия на радиоканал внешних помех: ПРН — приемник.

Когда действие помехи носит случайный характер, естественно, нельзя получить $u_{пх}(t)$ в виде определенной функции времени. Однако в этом случае при стационарности помехи можно найти энергетический спектр или корреляционную функцию процесса $u_{пх}(t)$, после чего определить параметры флюктуаций в любой точке контура

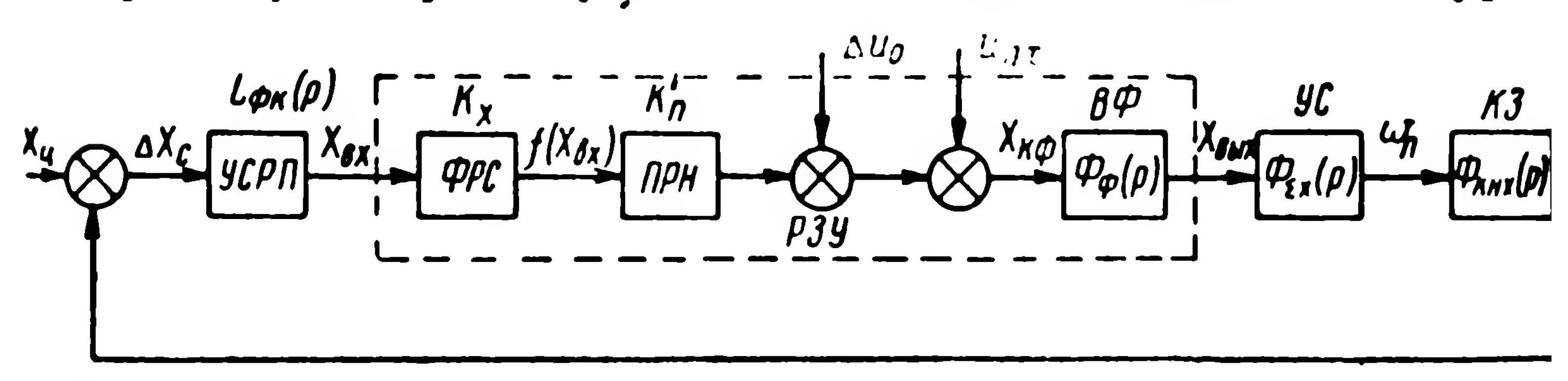


Рис. 4.12. Структурная схема контура управления с учетом воздействия на радиоканал внешних помех:

УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РЗУ — радиозвено управления; ФРС — устройство формирования радиосигнала; ПРН — приемник; ВФ — выходной фильтр; УС — управляемый снаряд; КЗ — кинематическое звено; Δu_0, $u_{пх}$ — помехи, действующие в радиозвене.

(рис. 4.12). Рассмотрение действия собственных шумов приемника на радиолинию бокового управления в гл. 3 выполнялось, по существу, согласно методике, предложенной в данном разделе. При рассмотрении этой радиолинии оказалось, что в пределах принятых допущений выражение (4.2.19) может быть еще более упрощено и представлено как

$$X_{кф}(t) = u_{пх}(t) + K_п f[X_{вх}(t)], \qquad (4.2.20)$$

т. е. влияние собственного шума проявилось только в виде дополнительного внешнего воздействия $u_{пх}(t)$,

спектр которого был определен формулой (3.4.27). Такой результат в значительной степени является следствием принятого допущения о большом отношении сигнал/шум на входе приемника.

Если мощность помехи становится сравнимой с мощностью сигнала, то обычно приходится учитывать уменьшение коэффициента передачи радиозвена ($K_п' < K_п$), т. е. имеет место подавление сигнала помехой. При значительном уменьшении коэффициента передачи контур практически размыкается и управление становится невозможным. Нарушение управления может произойти и тогда, когда внешние возмущения Δu_0 и $u_{пх}(t)$ становятся настолько большими, что отклонения управляющих воздействий в контуре выходят за уровень ограничения по максимуму (см. рис. 4.1). В этом случае также получается подавление сигнала помехой.

В некоторых случаях действие модулирующей помехи также может быть представлено в виде дополнительного внешнего воздействия согласно формуле (4.2.20). К такой форме приводится, например, влияние флюктуаций отраженного от цели сигнала на работу радиолокатора со сканирующей антенной [8; 15; 41]. В других случаях учет замирания сигнала из-за поглощения, интерференции или из-за увеличения расстояния между передающим и приемным устройствами дает следующее выражение, которое тоже является частным случаем формулы (4.2.17)

$$X_{кф}(t) = K_п'[1 + n(t)]\, f\,[X_{вх}(t)]. \tag{4.2.21}$$

В этом случае действие помех приводит к изменению во времени коэффициента передачи радиозвена. Произвольные изменения коэффициента передачи радиозвена в процессе управления, как правило, не желательны. Обычно они могут быть скомпенсированы путем применения автоматической регулировки усиления или ограничителей в тракте радиосигнала (подобное ограничение не следует путать с ограничением командного сигнала в схеме рис. 4.1). Использование ограничителей является возможным при любых видах полезной модуляции, кроме амплитудной.

Автоматическая регулировка усиления может использоваться и при амплитудной модуляции, если основной

спектр изменений коэффициента передачи $n(t)$ и спектр полезной модуляции лежат в разных частотных диапазонах. Так, например, в рассмотренной в гл. 3 радиолинии была применена система АРУ, которая компенсировала сравнительно медленные изменения силы сигнала и тем самым стабилизировала коэффициент передачи приемника $K_п$. При этом полезная амплитудная модуляция не искажалась, так как ее спектр, лежащий вблизи частоты $F_{мн}$, не пропускался фильтром АРУ. При разработке радиозвеньев систем управления необходимо обеспечивать достаточно малые изменения коэффициента передачи радиозвена из-за различных естественных помех. Также должно выдерживаться заданное значение спектральной плотности мешающего напряжения $u_{пх}(t)$, особенно в области низких частот, и достаточно малая величина Δu_0. На основе подобных характеристик можно правильно выбрать основные электрические и конструктивные параметры радиолинии (длину рабочей волны, диаграммы направленности антенн, мощность передатчика, метод модуляции сигнала и т. д.).

4.3. РАДИОТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Кроме радиоканалов и радиолиний, которые могут быть отнесены к категории радиозвеньев, в состав систем радиоуправления входят также радиоканалы, не принимающие участия в процессе автоматического регулирования в контуре управления. В качестве примера можно указать на каналы разовых команд.

Как правило, подобные радиоканалы входят в состав так называемых радиотелемеханических систем. Назначение радиотелемеханических систем в общем случае состоит в выполнении какой-либо определенной функции в системе радиоуправления: перевод снаряда в режим пикирования, включение детонатора взрывателя, остановка двигателя и др.

Общая блок-схема радиотелемеханической системы может быть представлена в виде, изображенном на рис. 4.13. Некоторая изменяющаяся величина *1* непрерывно измеряется устройством *2*. Результат измерения сравнивается в счетнорешающем приборе *3* с некоторой фиксированной величиной. При совпадении этих двух величин выдается команда в виде импульса, поступаю-

щая на исполнительное устройство *4*. В тех случаях, когда исполнительное устройство находится на значительном расстоянии от сравнивающего счетнорешающего прибора, для передачи команды используется радиоканал разовых команд *5*. Общим характерным признаком радиотелемеханической системы является отсутствие обратной связи от исполнительного устройства к измеряемой величине.

В радиотелемеханических системах, входящих в состав систем радиоуправления, измеряемыми величинами

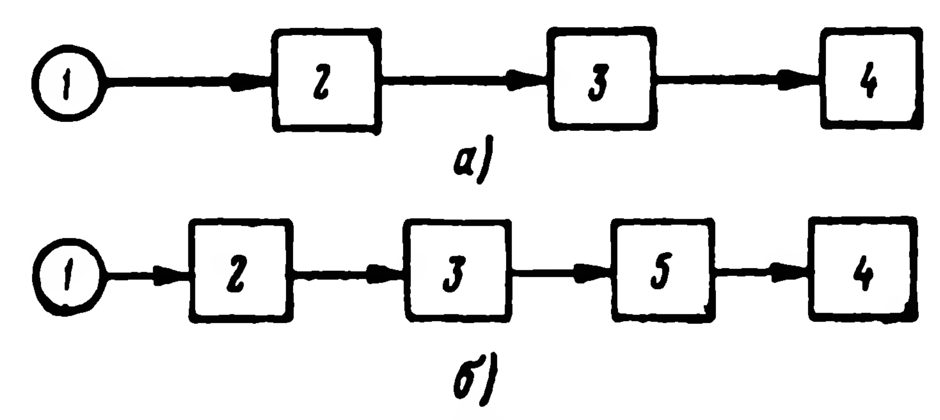


Рис. 4.13. Общие блок-схемы радиотелемеханических систем:

1 — измеряемая величина; *2* — измерительное устройство; *3* — счетнорешающий прибор; *4* — исполнительное устройство; *5* — радиоканал разовых команд.

часто являются координаты (или их производные) снаряда или цели. В этом случае в качестве измерительного устройства используется радиовизир снаряда или цели соответственно.

По схемам рис. 4.13 выполняются многие устройства, входящие в систему радиоуправления. Так, например, по схеме рис. 4.13,*а* построен радиовзрыватель. Измеряемой величиной в типовом радиовзрывателе обычно является скорость сближения снаряда и цели. Роль счетно-решающего прибора выполняет лампа с отрицательным смещением на сетке, срабатывающая при определенном значении входного сигнала. Исполнительное устройство — детонатор.

По схеме рис. 4.13,*б* построена радиосистема перевода в пикирование снаряда, рассмотренная в гл. 3. По такой же схеме может строиться система выключения двигателя баллистической ракеты (гл. 10).

Структура звеньев радиотелемеханической системы в наиболее общем случае показана на рис. 4.14. Измеряемая величина обозначена через $y(t)$. Временные диа-

граммы, поясняющие прохождение сигнала, даны на рис. 4.15. Измерительное устройство (радиовизир) характеризуется временем задержки $T_{з1}$ и частотной харак-

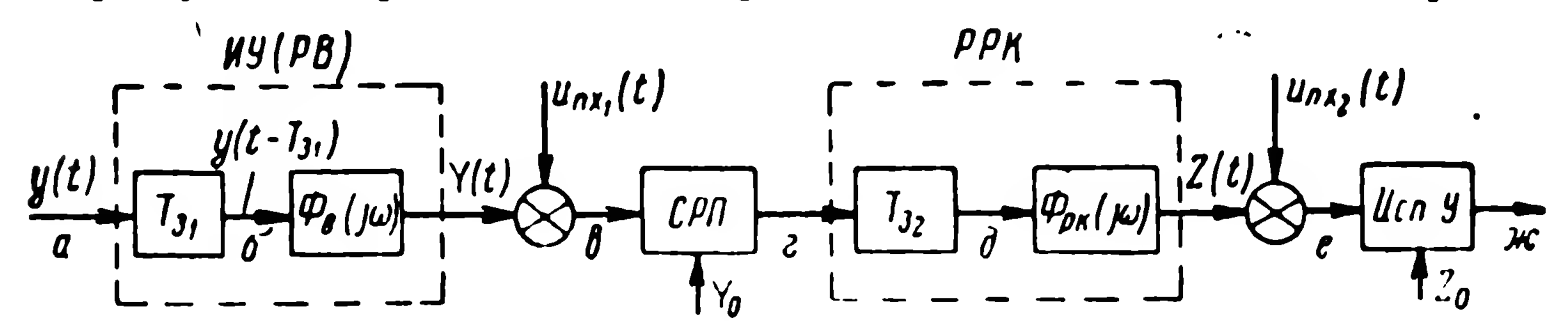


Рис. 4.14. Структурная схема радиотелемеханической системы: ИУ — измерительное устройство (РВ — радиовизир); РРК — радиоканал разовой команды; СРП — счетнорешающий прибор; Исп. У — исполнительное устройство.

теристикой $Ф_в(j\omega)$. Приборный аналог измеряемой величины $Y(t)$ сравнивается с фиксированным значением Y_0. В момент равенства выдается разовая команда (рис. 4.14

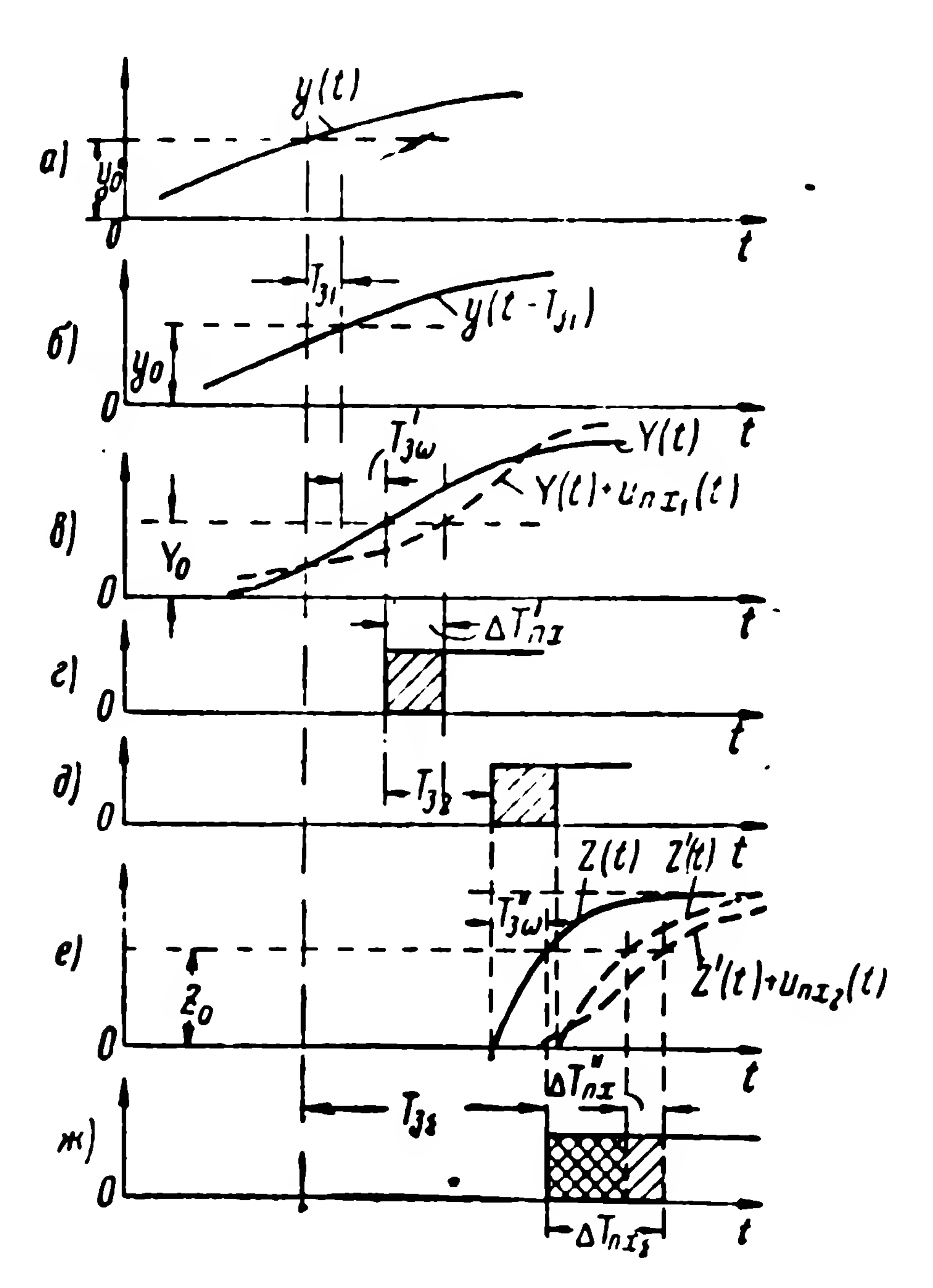


Рис. 4.15. Временные диаграммы сигналов в различных точках структурной схемы радиотелемеханической системы. Буквы соответствуют точкам схемы рис. 4.14.

и 4.15,г). Радиоканал разовой команды (РРК) также удобно характеризовать временем задержки $T_{з2}$ и частотной характеристикой $\Phi_{рк}(j\omega)$. Частотная характеристика канала определяет процесс нарастания величины $Z(t)$ на входе исполнительного устройства. Порог срабатывания исполнительного устройства Z_0 определяется его параметрами (чувствительностью реле и др.).

Из рис. 4.15 видно, что управляющее воздействие передается через телемеханическую систему с некоторым запаздыванием. Пусть y_0 — фиксированное значение измеряемой величины $y(t)$, при достижении которой должно сработать исполнительное устройство; Y_0—приборный аналог величины y_0. Как видно из рисунка, полное время запаздывания $T_{з\Sigma}$ складывается из времени постоянной задержки $T_{з_1}+T_{з_2}$ и времени задержки $T_{з\omega}$, величина которой зависит от частотных характеристик $\Phi_в(j\omega)$ и $\Phi_{рк}(j\omega)$, фиксированных значений Y_0 и Z_0, а также от характера изменений величины $y(t)$.

Радиопомехи могут действовать на радиотелемеханическую систему через радиовизир и канал разовой команды. При больших отношениях сигнал/помеха действие помех может учитываться в виде источников помех $u_{пх_1}(t)$ и $u_{пх_2}(t)$, приложенных на выходе радиовизира и радиоканала разовой команды, как показано на рис. 4.14.

Определение характеристик эквивалентных помех $u_{пх_1}$ и $u_{пх_2}$, действующих в структурной схеме рис. 4.14, может производиться методом, рассмотренным выше для радиозвеньев, и при аналогичных допущениях. Действие помех вызывает искажение сигнала, что, как видно из рис. 4.15, приводит к смещению момента срабатывания на время

$$\Delta T_{пх\Sigma}=\Delta T_{пх}+\Delta T''_{пх}, \qquad (4.3.1)$$

где $\Delta T'_{пх}$ — временное смещение в канале радиовизира;

$\Delta T''_{пх}$ — временное смещение в канале разовой команды.

Величина $\Delta T_{пх_\Sigma}$ является случайной, если помехи имеют случайный характер. Вследствие возникновения временного смещения в канале радиовизира кривая $Z(t)$, соответст-

вующая выходной величине радиоканала разовой команды также будет смещаться на время $\Delta T'_{\text{пх}}$ (кривая $Z'(t)$ на рис. 4.15,*е*).

Точность момента срабатывания радиотелемеханической системы можно оценивать среднеквадратической величиной рассеивания времени задержки $\sigma_{\Delta T}$. В некоторых случаях рассеивание времени задержки удобнее характеризовать вероятностью срабатывания исполнительного устройства в заданном интервале времени.

Действие помех может также нарушать работу радиоканалов, в результате чего срабатывание исполнительного устройства от переданной команды приходится рассматривать как случайное явление. Наиболее удобной оценкой действия помех в таких случаях является вероятность правильного срабатывания радиотелемеханической системы. Такой критерий был использован в гл. 3 для оценки помехоустойчивости радиоканала передачи команды пикирования.

4.4. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ КАК ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Входные и выходные величины радиозвеньев. Частотная характеристика радиозвена

Для проектирования радиозвеньев необходимо, прежде всего, знать характеристики их входных и выходных величин. Для радиозвеньев систем управления такими характеристиками являются:

1) физический вид входных и выходных величин;

2) характер изменения во времени или частотный спектр;

3) динамический диапазон входных величин.

В радиозвеньях систем радиоуправления входные величины имеют разнообразный физический вид. В радиозвеньях телеуправления входной величиной является сообщение, подлежащее передаче. Это сообщение представляет собой сигнал команды, который задается обычно в виде электрического напряжения (тока) или в виде механического перемещения (рычага или вала).

В радиозвеньях радиотеленаведения и самонаведения входной величиной необходимо считать ошибку

управления (т. е. расстояние или угол). В радиозвеньях радиовизирования в качестве входных величин следует рассматривать визируемые величины (угловые координаты, дальность и скорость полета). В радиозвеньях передачи данных входными величинами будут сигналы, содержащие в себе определенную информацию, которая подлежит передаче. Эти сигналы могут иметь самый различный физический вид: напряжение, механическое перемещение, давление и т. д.

Существенным для всех радиозвеньев систем управления является то обстоятельство, что входные величины представляют собой такую функцию времени $X_{вх}(t)$, ширина частотного спектра которой $F_{вх}(\omega)$, как правило, не превышает нескольких герц (см. например, [12]), причем в некоторых случаях необходимо учитывать и наличие постоянной составляющей. Такая ширина частотного спектра входных величин радиозвеньев в общем случае определяется характеристиками движения управляемого снаряда, цели и пункта управления.

Кроме ширины частотного спектра, существенной характеристикой входной величины является также и возможный динамический диапазон значений этой величины. Обычно ставится условие, чтобы в пределах этого диапазона обеспечивалась линейность характеристики радиозвена. При этом необходимо иметь в виду, что входные величины в радиозвеньях систем управления, как правило, с одинаковой вероятностью могут принимать как отрицательные, так и положительные значения.

Знание спектра $F_{вх}(\omega)$ и динамического диапазона входных величин является необходимым для правильного выбора ряда параметров радиоканала и сигналов, используемых для передачи (частот манипуляции, поднесущих частот, периода повторения импульсов, характеристик диаграммы направленности антенны и т. д.). Вопросы выбора этих параметров для различных радиоканалов рассматриваются в последующих главах.

Необходимый физический вид выходной величины радиозвена $X_{вых}(t)$ зависит от характеристик тех устройств, которые в контуре управления подключены к выходу радиозвена. Наиболее типичными выходными величинами являются: непрерывный электрический сигнал «постоянного» тока (напряжения), соотношение временных интервалов, временной интервал, угол поворота

вала, промодулированное по амплитуде и фазе напряжение переменного тока определенной частоты и символы двоичного кода.

В некоторых случаях к каналам радиоуправления может быть дополнительно предъявлено требование об ограничении максимальной величины командного сигнала на выходе радиоприемного устройства. В блок-схеме рис. 4.1 это обстоятельство учтено включением ограничителя, в результате чего выходная величина не может превышать $u_{к\,макс}$.

Остановимся теперь коротко на вопросе о частотной характеристике радиозвена.

Необходимость обеспечения определенной передаточной функции $Ф_р(p)$ для радиозвена является очевидной, так как это звено входит в состав замкнутого контура системы регулирования. Эта функция при проектировании радиозвена должна быть задана. Передаточная функция однозначно определяет частотную характеристику радиозвена $Ф_р(j\omega)$. Понятием частотной характеристики удобно пользоваться при анализе действия на радиозвено возмущений, которые изображаются рядом или интегралом Фурье, а также при рассмотрении вопросов устойчивости и качества регулирования.

Частотную характеристику радиозвена не следует путать с частотной характеристикой радиоприемника, которая определяется фильтрами УВЧ, УПЧ и УНЧ. При определении частотной характеристики радиозвена из всех фильтров, входящих в радиоприемное устройство, следует учитывать только наиболее инерционные, полоса пропускания которых не превосходит нескольких герц. Обычно такие фильтры имеются только на выходе приемника.

Выражение для типовой частотной характеристики радиозвена может быть записано в следующем виде:

$$Ф_р(j\omega) = K_{рт} Ф_{р_1}(j\omega), \qquad (4.4.1)$$

причем

$$Ф_{р_1}(0) = 1. \qquad (4.4.2)$$

Необходимое значение коэффициента передачи $K_{рт}$ устанавливается при проектировании системы радиоуправления в целом, как системы автоматического регу-

лирования. При проектировании радиотехнического звена необходимо выдерживать заданное номинальное значение этого коэффициента и обеспечить его постоянство во времени. В противном случае может иметь место недопустимое нарушение качества регулирования в системе радиоуправления.

2. Эксплуатационно-тактические требования к радиотехническим устройствам систем управления

К радиотехническим устройствам систем радиоуправления предъявляется целый ряд требований, которые можно считать общими для всех видов устройств, используемых в этих системах. Подобные технические требования могут быть разделены на две основные категории: эксплуатационно-тактические требования и требования к надежности работы.

В настоящем разделе рассматриваются эксплуатационно-тактические требования по материалам, опубликованным в работах [12, 13, 28, 31, 38, 61]. Вопросам надежности работы радиотехнических устройств в гл. 11 посвящен отдельный параграф.

Эксплуатационно-тактические требования определяются общими условиями эксплуатации и тактического использования систем радиоуправления. К подобным условиям в первую очередь относятся:

1. Тип и основные характеристики возможных целей.
2. Возможные траектории полета снаряда, возможные значения углов тангажа и курса и максимальные дальности управления.

Знание углов тангажа и курса и возможных траекторий полета снаряда при разработке радиотехнических средств является необходимым, прежде всего, для правильного выбора диаграмм направленности приемной и передающей антенн. Дальность управления (при выбранных диаграммах направленности антенн) определяет минимально необходимые значения мощности генераторов радиопередающих устройств. Не зная траектории полета, нельзя также установить, в каких условиях происходит распространение радиоволн и, следовательно, нельзя учесть возможности возникновения и степень влияния интерференционных и рефракционных явлений.

3. Общие условия эксплуатации, транспортировки и хранения аппаратуры снаряда и аппаратуры пункта управления. Особое значение здесь имеют климатические и высотные условия, а также осевые, вибрационные и ударные перегрузки, которые должны выдерживаться бортовой аппаратурой снаряда.

Так, например, аппаратура, устанавливаемая на ЗУРС, ССДД и АУРС, должна надежно работать на высотах, достигающих 20—30 *км*, а аппаратура РДД — на высотах в сотни и тысячи километров [37; 45; 46; 51; 62].

С другой стороны, эксплуатация аппаратуры может производиться при изменениях окружающей температуры от $-(50 \div 60)$ до $+(60 \div 70)^\circ$ С, причем относительная влажность окружающего воздуха может быть достаточно высокой.

Наконец, бортовая аппаратура снаряда может подвергаться вибрационным перегрузкам, достигающим значений, равных десяткам g при частотах до нескольких десятков герц, и осевым перегрузкам при маневрах снаряда до десятков g.

4. Максимально допустимые веса и габариты бортовой аппаратуры, а также условия размещения этой аппаратуры и антенн на снаряде.

Условия размещения, как правило, являются весьма жесткими. Во многих случаях разработка подходящих антенных устройств представляет собой сложную техническую задачу. Особенно существенным является требование, чтобы антенна не нарушала аэродинамических свойств снаряда.

5. Место установки, допустимые веса и габариты аппаратуры пункта управления. Конкретные требования здесь весьма различны для самолетной, корабельной и наземной аппаратуры.

6. Время, необходимое для подготовки к действию отдельно для бортовой аппаратуры и для аппаратуры пункта управления.

7. Время непрерывной работы отдельно для бортовой аппаратуры и для аппаратуры пункта управления.

Необходимое для подготовки к действию время зависит, главным образом, от используемых электронных приборов (генераторных, приемных и выпрямительных ламп), а также от теплового режима, имеющего место

в аппаратуре. Тепловой режим аппаратуры во многом определяет и максимально допустимую длительность времени непрерывной работы. Следует отметить, что в случае применения различных термостатов (например, термостаты для гетеродина приемника) может оказаться, что время, необходимое для подготовки аппаратуры к действию, будет в основном определяться длительностью прогрева этих термостатов.

3. Общие замечания о порядке проектирования радиотехнических устройств

Разработчик радиотехнических устройств для систем радиоуправления, основываясь на рассмотренных требованиях, должен решить целый ряд специальных технических вопросов. Основными из этих вопросов являются:

1) выбор рабочих волн, принципа работы (метода модуляции) и основных параметров радиолинии;

2) выбор методов и схем, обеспечивающих автоматическое вхождение в связь;

3) выбор методов и схем для обеспечения необходимой помехозащищенности;

4) составление блок-схемы радиолинии;

5) формулировка технических требований к отдельным блокам;

6) выбор конструктивных и схемных решений по отдельным блокам и по радиолинии в целом.

В настоящей книге в основном рассматриваются 1-й, 3-й и 4-й вопросы применительно к линиям и каналам радиоуправления и радиотелеметрии. Рассмотрению этих вопросов в значительной части и посвящены следующие главы.

Следует отметить, что вопрос о возможных предельных границах диапазонов рабочих волн для каналов радиоуправления и радиотелеметрии рассмотрен в ряде работ [12, 13] и решается относительно просто.

Если исключить некоторые специальные задачи (например, управление самолетами-снарядами дальнего действия), то волны диапазонов выше 4—6 *м* использовать нецелесообразно. Обусловливается это следующими обстоятельствами.

На волнах, имеющих длину порядка 6—8 *м*, уже начинают заметно сказываться отражения от ионосферы, которые будут причиной дополнительных (интерферен-

ционных) искажений полезного сигнала в радиолинии. Кроме того, на волнах, длина которых превышает 4—6 *м*, возникают также затруднения с размещением антенн на корпусе снаряда. Наконец, чем длиннее волна, тем технически труднее получить высокую разрешающую способность и точность от радиовизиров.

С другой стороны, использование волн короче 1,5—2 *см* возможно только в пределах узких «окон» (см., например [10, 12, 23]) в диапазоне не ниже 6—7 *мм*. Вне этих окон по тем или иным причинам будет сильное затухание радиоволн при их распространении в тропосфере.

4.5. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О МЕТОДАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ

1. Принцип моделирования

Большое значение для разработки систем радиоуправления имеют исследования в условиях лаборатории, выполняемые с помощью сравнительно простых математических моделей.

Математическая модель представляет собой вычислительную машину, в которой решается та или иная зависимость, заданная обычно в виде дифференциального уравнения. В целом моделирование есть метод изучения процессов в реальной системе (например, в системе радиоуправления) при помощи имитации этих процессов в другом устройстве, которое проще построить. В качестве такого устройства используются математические машины-аналоги и цифровые машины.

Модель управляемого снаряда может описывать его поведение в полете в истинном масштабе времени. В случае, если по каким-либо причинам желательно провести «замедление» процесса управления, то использование принципа моделирования дает возможность поставить и такой эксперимент. При разработке систем радиоуправления применяется как моделирование в истинном масштабе времени, так и моделирование с замедлением или с ускорением.

Моделирование в истинном масштабе времени наряду с моделями звеньев позволяет использовать и реальные звенья системы радиоуправления, т. е. осуществить так называемое физическое моделирование.

Машина-аналог представляет собой электронную систему, в которой электрические процессы происходят по таким же законам, как и различные электрические и механические процессы в реальной системе управления. Достоинством машин-аналогов является возможность простого сопряжения блоков модели с реальной аппаратурой, сравнительно малое время решения задачи независимо от ее сложности, наглядность связи моделируемых процессов с реальными. Недостатком машин-аналогов является низкая точность, доходящая до нескольких процентов.

В тех случаях, когда требуется высокая точность решения достаточно сложных задач, цифровые машины по сравнению с машинами-аналогами имеют существенные преимущества.

В цифровых машинах точность определяется в основном точностью введения входных данных. Кроме того, цифровая машина может быть использована для решения задач различных классов, в то время как машина-аналог строится обычно для решения одного класса задач. По машинам-аналогам и цифровым машинам в настоящее время имеется обширная литература (см., например, [6, 12, 35, 36, 43)]. В настоящем разделе рассматриваются только машины-аналоги и физическое моделирование в истинном масштабе времени, причем для наглядности все рассмотрение проводится на конкретном примере. В качестве такого примера показано, как может быть выполнено электронное моделирование системы бокового управления, рассмотренной в гл. 3.

Поставим задачу — создать модель, соответствующую схеме, изображенной на рис. 3.21. Звено с передаточной функцией $\Phi_{\Sigma}(p)$, отображающее управляемый снаряд, представим в модели в развернутом виде согласно схеме рис. 3.16.

В рассматриваемой схеме необходимо осуществить моделирование корпуса управляемого снаряда, кинематического звена и звена с коэффициентом усиления $K_{рз}$, т. е. радиозвена, определяющего радиозону. Остальные звенья: усилитель-преобразователь, приемник, автомат стабилизации, рулевую машину и другие можно при этом взять реальными.

Боковое смещение z_c, угол визирования снаряда ψ_c и угол рысканья $\varphi_к$ при моделировании будем пред-

ставлять в виде напряжений, пропорциональных этим величинам

$$u_z = \frac{z_c}{K_z}, \quad u_\varphi = \frac{\varphi_\kappa}{K_\varphi}, \quad u_\psi = \frac{\psi_c}{K_\psi}, \tag{4.5.1}$$

где K_z, K_φ и K_ψ — коэффициенты пропорциональности, имеющие, соответственно, размерности [*м/в* и *рад/в*]. Подобные коэффициенты обычно называют масштабными коэффициентами, а соответствующие напряжения являются аналогами моделируемых величин (в нашем случае моделируются величины z_c, ψ_c, φ_κ).

2. Электронная модель корпуса управляемого снаряда

В гл. 3 было показано, что если выходной величиной считать угол рысканья φ_κ, а входной — угол отклонения руля направления $\delta_{рл}$, то в рамках определенных допущений рассматриваемый снаряд может быть описан передаточной функцией вида (3.3.12).

Преобразуя выражение (3.3.12), получаем

$$\Phi_\varphi'(p) = \frac{K(T_1 p + 1)}{T_2 p^2 + T_3 p + 1} \, \frac{1}{p}, \tag{4.5.2}$$

где

$$K = \frac{aK_\delta}{an_q + n_\alpha}; \quad T_1 = \frac{1}{a}; \quad T_2 = \frac{1}{an_q + n_\alpha};$$

$$T_3 = \frac{n_q + a}{an_q + n_\alpha}.$$

Таким образом, модель снаряда может быть составлена из трех последовательно соединенных звеньев: колебательного $\left(\frac{1}{T_2 p^2 + T_3 p + 1}\right)$, дифференцирующего $(T_1 p + 1)$ и интегрирующего $\frac{K}{p}$.

Для более простого случая „нейтрального" снаряда согласно уравнению (4.1.1)

$$\Phi_\varphi(p) = \frac{K_\delta T_{пс}}{1 + T_{пс} p} \cdot \frac{1}{p}, \tag{4.5.3}$$

$$K_\delta = \frac{K_{\delta т}}{T_{пс}}, \tag{4.5.4}$$

т. е. передаточная функция нейтрального снаряда может быть составлена из инерционного, интегрирующего и усилительного звеньев.

Входной величиной звена «корпус управляемого снаряда» является угол отклонения руля $\delta_{рл}$. Величина этого угла определяется поворотом выходной оси редуктора рулевой машины. При составлении модели надо преоб-

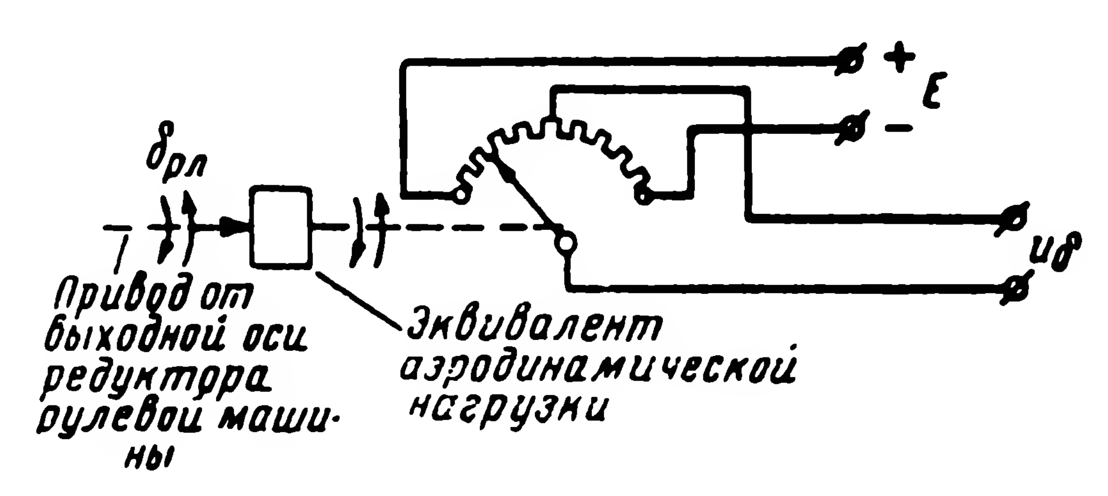


Рис. 4.16. Сопряжение выхода силового привода руля со входом электронной модели.

разовать поворот оси в электрическое напряжение. Для этого соединим ось редуктора вместо рычага руля с движком потенциометра (рис. 4.16). Напряжение постоянного тока на выходе этого потенциометра определяется соотношением

$$u_\delta = \frac{\delta_{рл}}{K_{\delta u}}, \qquad (4.5.5)$$

где $K_{\delta u}$ — постоянный коэффициент, имеющий размерность *рад/в*.

Также в виде напряжения u_φ [см. соотношения (4.5.1)] может быть выражена и выходная величина — угол рысканья $\varphi_к$. Для простоты все углы выразим через напряжения в едином масштабе. Для этого необходимо, чтобы $K_\psi = K_\varphi = K_{\delta u}$. Тогда

$$u_\varphi = \frac{\varphi_к}{K_{\delta u}}, \qquad (4.5.6а)$$

$$u_\psi = \frac{\psi_с}{K_{\delta u}}. \qquad (4.5.6б)$$

В качестве электронной модели нейтрального снаряда при рассмотрении его движения относительно вер-

тикальной оси может быть, например, использована схема, изображенная на рис. 4.17. Эта схема состоит из трех последовательно соединенных звеньев *I*, *II* и *III*.

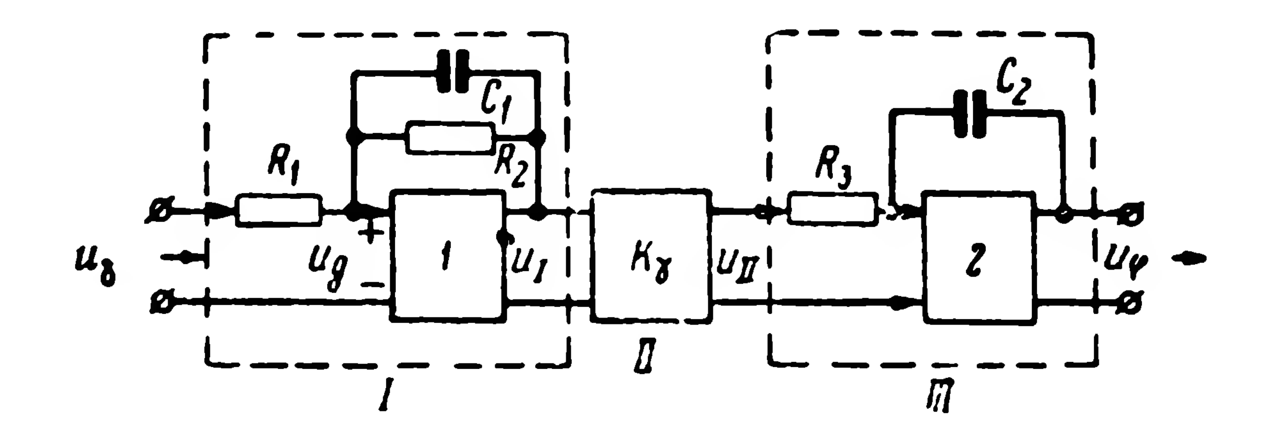


Рис. 4.17. Блок-схема модели корпуса управляемого снаряда:

I — инерционное звено; *II* — усилительное звено с коэффициентом усиления K_γ; *III* — интегрирующее звено; *1*, *2* — усилители постоянного тока с большим усилением и нечетным числом каскадов.

Работа звена *I* описывается системой из следующих четырех уравнений:

$$\left.\begin{aligned} u_I &= -K_0 u_g, \\ u_I &= u_g - u_{c_1}, \\ u_\delta &= u_{R_1} + u_g, \\ C_1\frac{du_{c_1}}{dt} &+ \frac{u_{c_1}}{R_2} = \frac{u_{R_1}}{R_1}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.5.7)$$

где u_{c_1}, u_{R_1} — напряжения на емкости C_1 и сопротивлении R_1, соответственно;

K_0 — коэффициент усиления усилителя постоянного тока. Входное сопротивление этого усилителя считается бесконечно большим.

Решая систему уравнений, получаем

$$C_1\left(1+\frac{1}{K_0}\right)\frac{du_I}{dt}+u_I\left[\frac{1}{R_2}\left(1+\frac{1}{K_0}\right)+\frac{1}{K_0R_1}\right]=-\frac{u_\delta}{R_1}. \quad (4.5.8)$$

При большом коэффициенте усиления K_0 можно считать

$$\frac{1}{K_0}\ll 1$$

и, следовательно,

$$C_1 \frac{du_I}{dt} + u_I \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{K_0 R_1} \right] \approx - \frac{u_\delta}{R_1}. \qquad (4.5.9)$$

Будем считать, что значения сопротивлений R_2 и R_1 имеют одинаковый порядок, поэтому

$$\frac{1}{K_0 R_1} \ll \frac{1}{R_2}, \qquad (4.5.10)$$

и напряжение u_I связано с напряжением u_δ соотношением

$$\frac{du_I}{dt} + \frac{1}{C_1 R_2} u_I \approx - \frac{1}{R_1 C_1} u_\delta. \qquad (4.5.11)$$

Работа звена III описывается аналогичными соотношениями, однако в этом звене следует положить $R_2 = \infty$. Тогда получим

$$C_2 \frac{du_\varphi}{dt} + u_\varphi \left[\frac{1}{K_0 R_3} \right] \approx - \frac{u_{II}}{R_3}. \qquad (4.5.12)$$

При условии, что $K_0 R_3 C_2$ велико, имеем уравнение интегрирующего звена

$$\frac{du_\varphi}{dt} \approx - \frac{1}{C_2 R_3} u_{II}. \qquad (4.5.13)$$

Уравнение (4.5.13) справедливо в течение ограниченного отрезка времени, малого по сравнению с постоянной времени $K_0 R_3 C_2$ [20]. Таким образом, величина $K_0 R_3 C_2$ должна быть выбрана большой по сравнению с временем моделирования.

Между напряжениями u_I и u_{II} в схеме рис. 4.17 существует следующее соотношение:

$$u_{II} = K_\gamma u_I, \qquad (4.5.14)$$

где K_γ — коэффициент усиления звена II.

Уравнение (4.5.11) с учетом (4.5.14) может быть переписано в виде

$$\frac{du_{II}}{dt} + \frac{1}{C_1 R_2} u_{II} \approx - \frac{K_\gamma}{R_1 C_1} u_\delta. \qquad (4.5.15)$$

Таким образом, выражение для передаточной функции всей схемы, изображенной на рис. 4.17, будет

$$\Phi_{u_\varphi}(p) = \frac{u_\varphi(p)}{u_\delta(p)} = \frac{u_\varphi(p)}{u_{II}(p)} \frac{u_{II}(p)}{u_\delta(p)} \approx$$

$$\approx \frac{\left(\frac{K_\gamma}{C_1R_1}\right)}{\frac{1}{C_1R_2}+p} \frac{1}{R_3C_2} \frac{1}{p} \qquad (4.5.16)$$

или

$$\Phi_{u_\varphi}(p) \approx \frac{K_\gamma\left(\frac{R_2}{R_1}\right)\frac{1}{R_3C_2}}{1+C_1R_2p} \frac{1}{p}. \qquad (4.5.17)$$

Заметим, что

$$\frac{u_\varphi(p)}{u_\delta(p)} = \frac{\left(\frac{\varphi_{\text{к}}(p)}{K_\varphi}\right)}{\left(\frac{\delta_{\text{рл}}(p)}{K_{\delta u}}\right)} = \frac{\varphi_{\text{к}}(p)}{\delta_{\text{рл}}(p)}, \qquad (4.5.18)$$

так как выше принято, что $K_\varphi = K_{\delta u}$.

Следовательно, если параметры рассматриваемой электронной модели выберем в соответствии с равенствами

$$C_1R_2 = T_{\text{пс}}, \qquad (4.5.19)$$

$$K_\gamma \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3C_2} = K_\delta T_{\text{пс}}, \qquad (4.5.20)$$

то эта модель по своим динамическим качествам будет эквивалентна рассматриваемому корпусу управляемого снаряда [уравнение (4.5.3)]. Из соотношений (4.5.19) и (4.5.20) получается следующее условие для выбора величины коэффициента усиления звена *II* схемы рис. 4.17

$$K_\gamma = K_\delta (C_1R_1)(C_2R_3). \qquad (4.5.21)$$

Так как K_δ имеет размерность $1/сек^2$, то коэффициент усиления K_γ является безразмерной величиной.

При использовании в модели реального автопилота его следует установить на поворотную платформу, которая управляется следящим приводом с помощью напряжения u_φ, снимаемого с выхода модели корпуса снаряда. Чтобы частотная характеристика модели не искажалась, следящий привод и поворотная платформа должны быть практически безынерционными по сравнению с другими звеньями модели. В этом случае можно установить следующую зависимость между напряжением u_φ и углом поворота платформы $\varphi_к$

$$\varphi_к = K_{\delta u} u_\varphi. \tag{4.5.22}$$

При необходимости постоянные времени платформы и привода могут быть учтены как параметры модели системы управления. Напряжение с автомата стабилизации поступает в усилитель-преобразователь, и в результате модель системы регулирования движения снаряда относительно центра тяжести будет замкнута.

Дополним теперь электронную модель снаряда еще одним устройством, которое будет представлять собой модель выходного и кинематического звеньев, имеющих передаточные функции $\Phi_{w_z}(p)$ и $\Phi_{кн_z}(p)$. В случае, когда нас не будет интересовать значение поперечного ускорения w_z, выходное и кинематическое звенья в электронной модели могут быть объединены в одно звено с передаточной функцией, которая, в соответствии с соотношениями (4.5.1) и (4.5.22), должна быть записана в следующем виде:

$$\Phi_{u_z}(p) = \frac{u_z(p)}{u_\varphi(p)} = \frac{\left(\dfrac{z_c(p)}{K_z}\right)}{\left(\dfrac{\varphi_к(p)}{K_{\delta u}}\right)} = \frac{z_c(p)}{\varphi_к(p)} \frac{K_{\delta u}}{K_z} \tag{4.5.23}$$

или

$$\Phi_{u_z}(p) = \frac{K_{\delta u}}{K_z} \Phi_{w_z}(p) \Phi_{кн\,z}(p), \tag{4.5.24}$$

где коэффициент K_z определяет масштаб моделирования линейного отклонения z_c. Используя теперь уравнения

(3.3.16) и (3.3.32), получаем выражение для передаточной функции объединенного звена модели

$$\Phi_{u_z}(p)=\frac{K_{\delta n}}{K_z}\frac{Z^{\alpha}}{m_c(p+a)p}. \qquad (4.5.25)$$

Таким образом, объединенное звено может быть составлено из последовательно соединенных инерционного и интегрирующего звеньев. Для звена с такой передаточной функцией можно использовать схему, изобра-

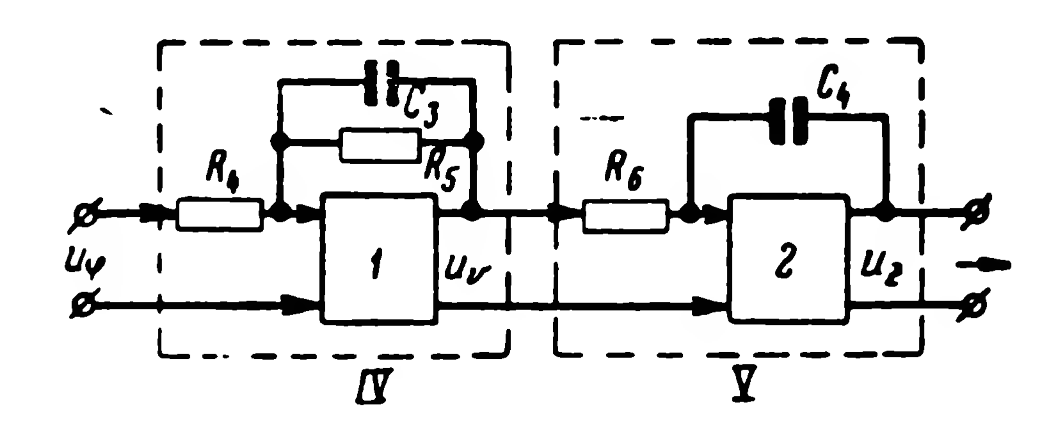


Рис. 4.18. Блок-схема модели объединенного кинематического звена:

IV — инерционное звено; *V* — интегрирующее звено; *1*, *2* — усилители постоянного тока.

женную на рис. 4.18. Передаточная функция инерционного звена *IV* может быть записана в следующем виде:

$$\Phi_{IV}(p)=\frac{u_v(p)}{u_\varphi(p)}\approx-\frac{1}{\frac{R_4}{R_5}+R_4C_3p}, \qquad (4.5.26)$$

так как это звено аналогично звену *I* на рис. 4.17.

Передаточная функция интегрирующего звена *V*

$$\Phi_V(p)=\frac{u_z(p)}{u_v(p)}\approx-\frac{1}{R_6C_4}\cdot\frac{1}{p}. \qquad (4.5.27)$$

Следовательно, общая передаточная функция обоих звеньев будет

$$\Phi_{u_z}(p)=\frac{u_z(p)}{u_\varphi(p)}\approx\frac{1}{\left(\frac{R_4}{R_5}+R_4C_3p\right)R_6C_4}\cdot\frac{1}{p}=$$

$$=\frac{1}{R_4C_3\left(\frac{1}{R_5C_3}+p\right)R_6C_4p}. \qquad (4.5.28)$$

Сравнивая полученное выражение для передаточной функции модели с формулой (4.5.25), получаем

$$a=\frac{1}{R_5C_3};\quad \frac{K_{\delta u}Z^{a}}{K_z m_c}=\frac{1}{R_4C_3R_6C_4}. \qquad (4.5.29)$$

Следовательно, если параметры схемы рис. 4.18 будут удовлетворять равенствам (4.5.29), то эта схема по своим динамическим свойствам будет эквивалентна взятым в совокупности выходному и кинематическому звеньям рассматриваемого контура.

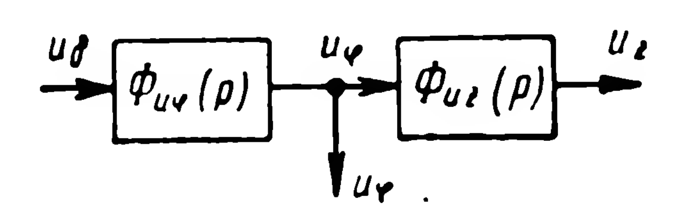


Рис. 4.19. Структурная схема модели корпуса управляемого снаряда и объединенного кинематического звена.

Структурная схема электронной модели корпуса управляемого снаряда и кинематического звена может быть теперь представлена в виде, изображенном на рис. 4.19. При моделировании эта схема должна войти в состав замкнутого внешнего контура регулирования системы радиоуправления, обеспечивающего управление движением центра тяжести снаряда. Для замыкания внешнего контура регулирования напряжение u_z должно быть введено в электронную модель радиозоны, а напряжение u_δ получено с выхода силового привода руля. На вход силового привода должно быть подано напряжение с выхода усилителя-преобразователя, а на вход усилителя-преобразователя — напряжение с выхода радиоприемного устройства радиозоны.

3. Электронная модель радиозоны

Под электронной моделью радиозоны будем понимать эквивалент аппаратуры наземного пункта управления, антенного устройства и трассы радиоканала, который необходимо иметь, чтобы замкнуть внешний контур модели системы управления. Вместо бортового приемника также может быть использована соответствующая модель. Тогда при моделировании вместо радиотехнического тракта, имеющего согласно выражению (3.3.56) передаточную функцию вида

$$\Phi'_{\text{рт}}(p)=\frac{u_{\text{к}}(p)}{\psi_{\text{c}}(p)}=K_{\text{гз}}K_{\text{п}}\Phi_{\text{ф}}(p), \qquad (4.5.30)$$

включим звено электронной модели с передаточной функцией

$$\Phi_{эм}(p)=\frac{u_к(p)}{u_\psi(p)}=\frac{u_к(p)}{\psi_с(p)}K_\psi=K_пK_\psi K_{рз}\Phi_ф(p)=$$

$$=K_u\Phi_ф(p). \quad (4.5.31)$$

Размерность коэффициента K_u определяется следующим образом:

$$[K_u]=[K_\psi K_{рз}K_п]=\left[\frac{рад}{в}\cdot\frac{1}{рад}\cdot в\right], \quad (4.5.32)$$

т. е. K_u — безразмерный коэффициент, величина которого может быть задана с помощью делителя напряжений (рис. 4.20).

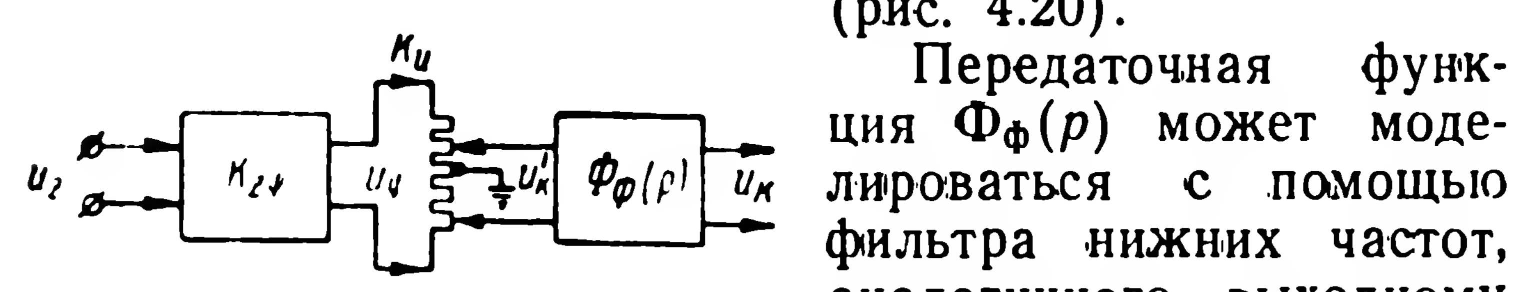


Рис. 4.20. Электронная модель радиолинии.

Передаточная функция $\Phi_ф(p)$ может моделироваться с помощью фильтра нижних частот, аналогичного выходному фильтру реального приемника. Для того чтобы замкнуть внешний контур модели, требуется преобразовать напряжение выхода модели кинематического звена u_z в напряжение входа модели радиолинии u_ψ.

Коэффициент преобразования определим как

$$K_{z\psi}=\frac{u_\psi}{u_z}=\frac{\psi_с}{K_\psi}\frac{K_z}{z_с}=\frac{1}{R_с}\frac{K_z}{K_\psi}. \quad (4.5.33)$$

Коэффициент $K_{z\psi}$ также безразмерная величина, и соответствующее звено моделируется с помощью усилителя. В целом электронная модель радиозоны и приемного устройства будет иметь вид, показанный на рис. 4.20.

Произведение $K_uK_{z\psi}$ согласно (4.5.32) и (4.5.33) равно

$$K_uK_{z\psi}=K_z\frac{K_{рз}K_п}{R_с}.$$

Значение масштабного коэффициента K_z должно быть выбрано таким образом, чтобы обеспечить величину командного сигнала $u_к$ в пределах динамического диапазона усилителя-преобразователя в реальной си-

стеме радиоуправления. Из соотношения (4.5.33) следует, что коэффициент усиления $K_{z\phi}$ первого звена модели рис. 4.20 зависит от времени, так как дальность R_c в процессе наведения изменяется.

Напряжение u_z на модель радиозоны поступает с модели кинематического звена (рис. 4.19). Напряжение $u_к$

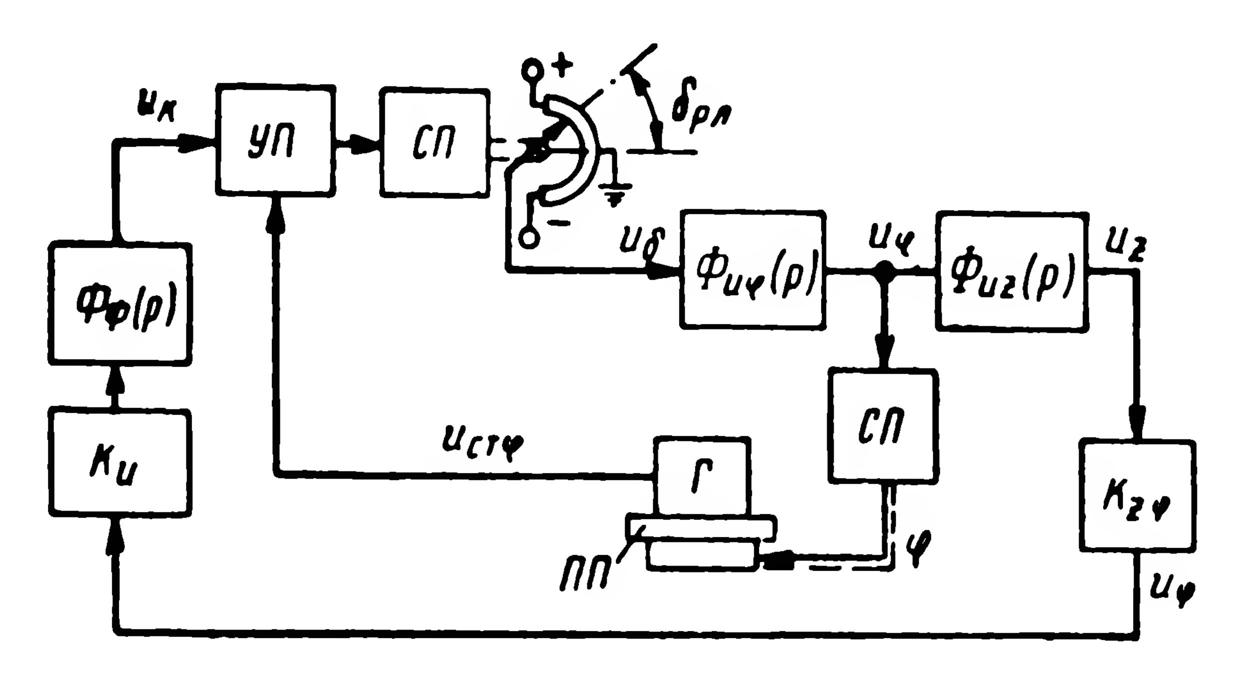


Рис. 4.21. Общая схема модели системы радиоуправления:

УП — усилитель-преобразователь; СП — силовой привод; ПП — поворотная платформа; Г — гироскоп.

с выхода модели радиозоны подается на вход реального усилителя-преобразователя. Таким образом, замыкается внешний контур регулирования.

Общая схема модели системы управления приведена на рис. 4.21.

Когда моделирование системы радиоуправления имеет своей целью исследование помехоустойчивости системы по отношению к возможным радиопомехам, необходимо использовать более сложную модель радиолинии. Включить в состав такой модели реальное радиоприемное устройство принципиально необходимо. Возможная блок-схема соответствующей модели радиолинии приведена на рис. 4.22. В состав этой блок-схемы входят: модель радиозоны (с коэффициентом усиления $K_{рм} = \frac{m_{АМ}}{u_\phi}$, где $m_{АМ}$ — коэффициент модуляции) и реальное радиоприемное устройство.

Поскольку в схеме рис. 4.22 используется реальное приемное устройство, сигнал на входе приемника должен быть полностью идентичен сигналу реальной радиолинии.

Возможная схема практического осуществления модели радиозоны совместно с усилительным звеном $K_{z\psi}$ приведена

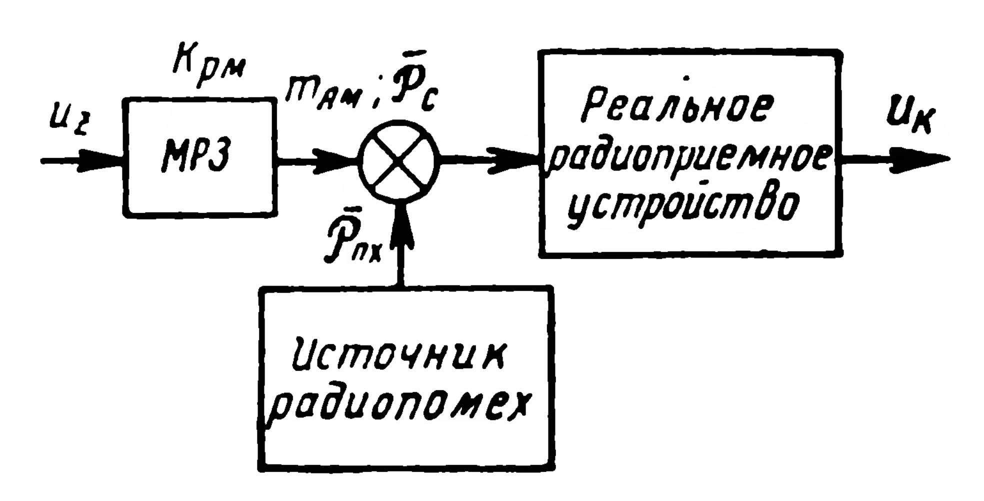


Рис. 4.22. Блок-схема модели радиолинии с реальным радиоприемным устройством: МРЗ — модель радиозоны.

на рис. 4.23. Установим основные требования к характеристикам этой схемы. В реальной системе коэффициент модуляции $m_{АМ}$ определяется как

$$m_{АМ} = K_{рз}\psi_c.$$

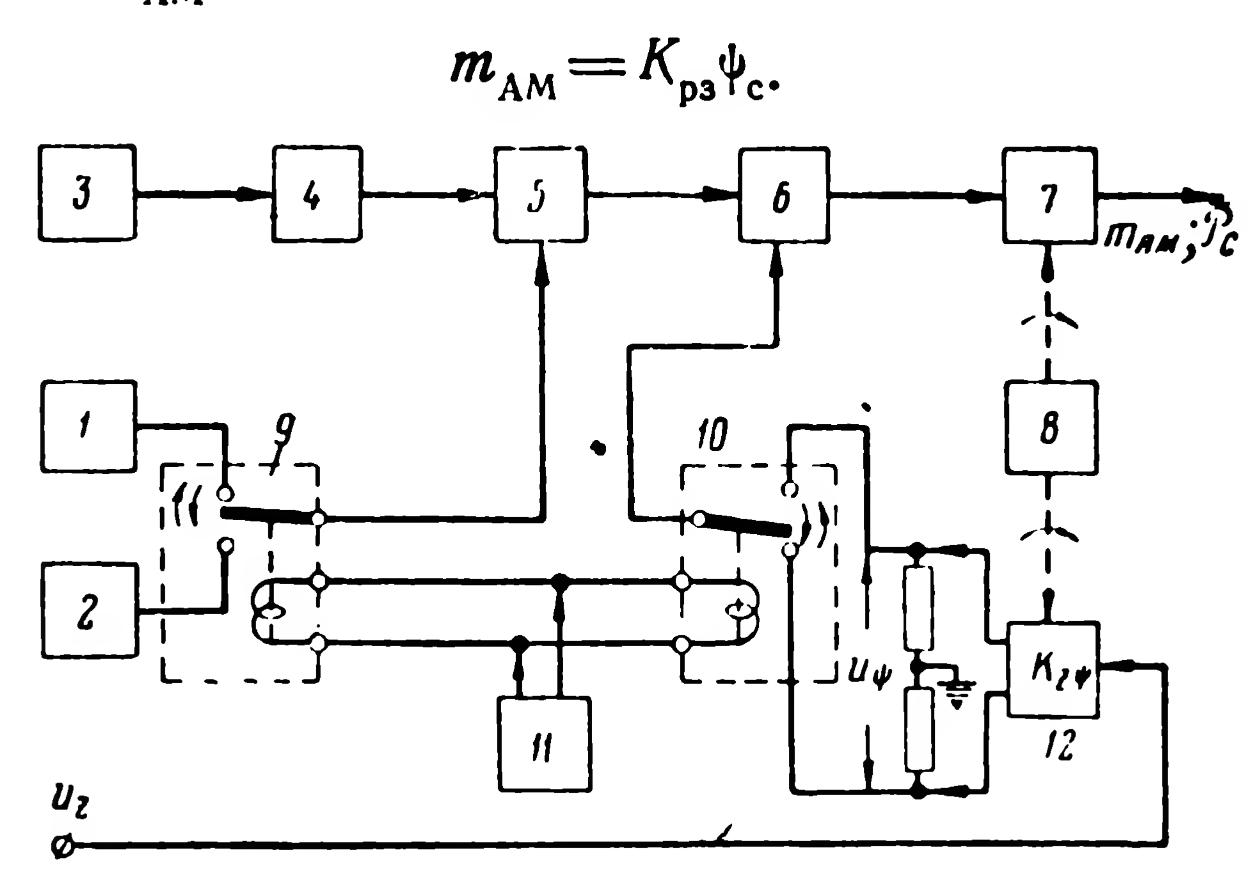


Рис. 4.23. Функциональная схема модели радиозоны: *1, 2* — генераторы поднесущих частот $F_{M\,I}$ и $F_{M\,II}$; *3* — задающий кварцевый генератор; *4* — умножитель частоты; *5* — усилитель высокой частоты, модулируемый поднесущими тональными частотами $F_{M\,I}$ и $F_{M\,II}$; *6* — усилитель высокой частоты, модулируемый напряжением u_ψ; *7* — переменный аттенюатор; *8* — программный механизм, изменяющий затухание аттенюатора и коэффициент усиления $K_{z\,\psi}$; *9* — реле, коммутирующее генераторы поднесущих частот; *10* — реле, коммутирующее полярность напряжения u_ψ; *11* — генератор частоты манипуляции F_{MH}; *12* — модель звена с коэффициентом передачи, равным $K_{z\,\psi}$.

Следовательно, электронная модель радиозоны должна иметь следующий коэффициент усиления:

$$K_{\text{рм}} = \frac{m_{\text{АМ}}}{u_{\phi}} = \frac{m_{\text{АМ}}}{\psi_{\text{с}}} K_{\phi} = K_{\text{рз}} K_{\phi}. \qquad (4.5.34)$$

Учитывая формулу (3.3.41), получаем

$$K_{\text{рм}} = K_{\phi} \frac{\pi}{\Psi_{\text{АН0}}} \operatorname{tg} \pi \frac{\Psi_{\text{АН}}}{\Psi_{\text{АН0}}}. \qquad (4.5.35)$$

Таким образом, требуемое значение коэффициента усиления электронной модели радиозоны зависит от ширины диаграммы направленности передающей антенны реальной радиозоны $\Psi_{\text{АН0}}$ и угла между максимумами излучения $2\Psi_{\text{АН}}$.

Рассмотрим теперь принцип работы схемы рис. 4.23. Генератор *11* вырабатывает прямоугольное напряжение с частотой манипуляции, равной $F_{\text{мн}}$. Это напряжение подается на поляризованные реле *9* и 10, обеспечивая их синхронную работу. Генераторы поднесущих тональных частот *1* и *2* через реле *9* поочередно подключаются к модулируемому усилителю *5*. Здесь осуществляется поочередная амплитудная модуляция несущей частоты $f_{\text{нс}}$ поднесущими частотами $F_{\text{м}I}$ и $F_{\text{м}II}$. Реле *10* подключает ко второму усилителю высокой частоты *6* управляющее напряжение u_{ϕ}. При переключении этого реле изменяется полярность напряжения, подаваемого на усилитель *6*. Соответственно коэффициент усиления этого усилителя будет также изменяться, что приведет к изменению амплитуды напряжения высокой частоты $U_{\text{вч}}$ на его выходе. При одном полупериоде частоты $F_{\text{мн}}$ амплитуда высокой частоты будет равна U_I, а при втором полупериоде U_{II}. Модуляционная характеристика этого усилителя приведена на рис. 4.24. Напряжения высокой частоты в обоих полупериодах будут равны

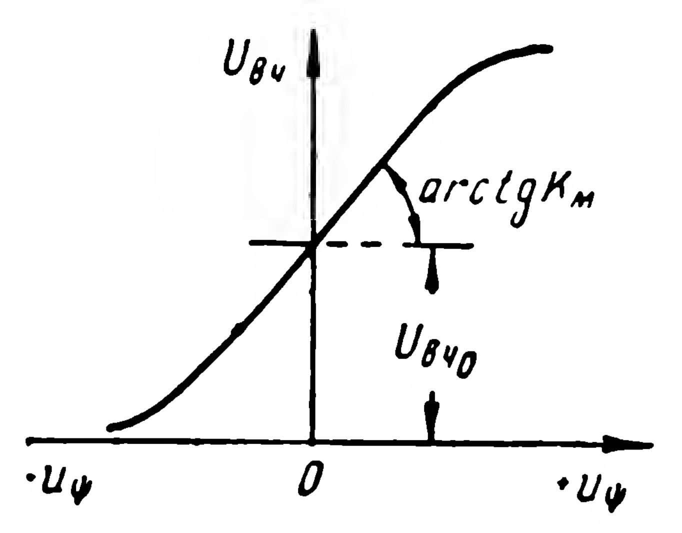


Рис. 4.24. Модуляционная характеристика усилителя *6* (рис. 4.23).

$$U_I = U_{\text{вч0}}\left(1 + \frac{K_{\text{м}} u_{\phi}}{2U_{\text{вч0}}}\right) \text{ и } U_{II} = U_{\text{вч0}}\left(1 - \frac{K_{\text{м}} u_{\phi}}{2U_{\text{вч0}}}\right).$$

Таким образом, реле *10* совместно с усилителем *6* имитирует переключение диаграммы направленности передающей антенны в реальной радиолинии. Напряжение высокой частоты $U_{вч}$ оказывается промодулированным по амплитуде напряжением прямоугольной формы частоты $F_{мн}$. Осциллограмма будет аналогична приведенной на рис. 3.5. Глубина модуляции определяется величиной напряжения $u_ф$, а фаза — знаком этого напряжения (в реальной линии глубина модуляции и фаза определяются величиной и знаком угла ψ_c). Установим связь между заданным коэффициентом передачи модели [формула (4.5.35)] и параметрами модулируемого усилителя *6* ($U_{вч0}$ и $K_м$). Согласно определению (3.3.38) имеем

$$m_А = \frac{U_I - U_{II}}{U_I + U_{II}}.$$

Следовательно,

$$m_{АМ} = \frac{U_I - U_{II}}{U_I + U_{II}} = \frac{\left(U_{вч0} + \frac{K_м u_ф}{2}\right) - \left(U_{вч0} - \frac{K_м u_ф}{2}\right)}{\left(U_{вч0} + \frac{K_м u_ф}{2}\right) + \left(U_{вч0} - \frac{K_м u_ф}{2}\right)} =$$

$$= \frac{K_м u_ф}{2U_{вч0}}, \qquad (4.5.36)$$

откуда, в соответствии с определением $K_{рм}$, найдем

$$K_{рм} = \frac{m_{АМ}}{u_ф} = \frac{K_м}{2U_{вч0}}. \qquad (4.5.37)$$

Как видно из (4.5.34), необходимо, чтобы

$$\frac{K_м}{2U_{вч0}} = K_ф K_{рз}, \qquad (4.5.38)$$

откуда следуют требования к характеристикам звена *6* модели радиозоны (рис. 4.23).

Напряжение высокой частоты, модулированное тональными частотами $F_{мI}$ и $F_{мII}$, а также сигналом с частотой $F_{мн}$ через аттенюатор *7* поступает на вход радиоприемника.

Программный механизм *8* обеспечивает, во-первых, изменение ослабления в аттенюаторе *7*, имитирующее увеличение затухания реального сигнала на входе приемника с увеличением дальности и, во-вторых, управляет звеном $K_{г\psi}$, обеспечивая нужное соотношение между $u_г$ и u_ψ, которое также зависит от дальности [см. формулу (4.5.33)].

Различные возможные радиопомехи, создаваемые имитатором помех, следует подавать на вход радиоприемного устройства, как показано на схеме рис. 4.22.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В РАДИОЛИНИЯХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И В РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ

5.1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Специфические особенности радиолиний систем управления и телеметрии обусловливают применение специальных, большей частью сложных методов модуляции. Характерными являются методы модуляции, в которых используются так называемые поднесущие колебания, или, коротко, поднесущие. В этом случае имеется основная высокочастотная несущая, которая одновременно модулируется несколькими вторичными модулированными несущими. Последние и называются поднесущими. Обычно в качестве поднесущих выбираются либо периодические последовательности импульсов, либо гармонические колебания. Каждая из поднесущих модулируется сигналом, подлежащим передаче, а затем, в свою очередь, модулирует высокочастотную несущую. Использование поднесущих позволяет достаточно просто и надежно осуществлять многоканальные радиолинии с общим для всей линии высокочастотным трактом.

Для сложных методов модуляции в дальнейшем приняты сокращенные обозначения. Применительно к радиоканалу связного типа эти обозначения указывают последовательность формирования сигнала в передающем тракте в направлении от источника сообщения к передающей антенне.

Материал данной главы в основном носит справочный характер и поэтому некоторые формулы, которые

можно найти в известной литературе [5, 16, 18, 25] даются без вывода. Разумеется, что содержание настоящей главы не охватывает всех возможных методов модуляции, которые используются или могут быть использованы.

По виду поднесущих методы модуляции разделяются на следующие группы:

I. Методы модуляции с импульсными поднесущими:

1. Амплитудно-импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (АИМ-АМ).

2. Временная импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (ВИМ-АМ).

3. Кодово-импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (КИМ-АМ).

4. Амплитудно-импульсная модуляция поднесущей и частотная модуляция несущей (АИМ-ЧМ).

5. Двойная модуляция поднесущей. Для методов с двойной модуляцией поднесущей наиболее характерно наличие первичной амплитудно-импульсной модуляции (АИМ).

Подобная первичная модуляция предварительно преобразуется в один из возможных видов импульсной модуляции [например, в широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) или временную импульсную модуляцию (ВИМ)], а затем модулирует несущую. Основное значение имеют следующие два метода двойной модуляции поднесущей:

а) АИМ-ВИМ-АМ,

б) АИМ-ШИМ-ЧМ.

Эти два метода модуляции особое значение имеют для радиотелеметрических линий и поэтому будут рассмотрены в гл. 6.

II. Методы модуляции с непрерывными поднесущими:

1. Методы с амплитудной, частотной или фазовой модуляцией поднесущей и такой же модуляцией несущей (АМ-АМ; ЧМ-АМ; ФМ-АМ и т. д.).

Подобные методы модуляции подробно описаны в работе [61] и в настоящей главе специально не рассматриваются.

2. Частотная манипуляция поднесущей импульсами переменной ширины и амплитудная модуляция несущей (ШИМ-ЧМн-АМ).

3. Кодово-частотная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (КЧМ-АМ) и др.

Кроме разделения методов модуляции по виду поднесущих (импульсные и непрерывные поднесущие), их иногда оказывается удобнее различать по виду излучаемого сигнала (импульсное и непрерывное излучение сигнала). В этом случае получим:

1. Методы модуляции с импульсным излучением сигнала: АИМ-АМ; ВИМ-АМ; ШИМ-АМ и др.

2. Методы модуляции с непрерывным излучением сигнала: АИМ-ЧМ; ШИМ-ЧМн-АМ; КЧМ-АМ; АМ-ЧМ; ЧМ-ЧМ и др.

Необходимо иметь в виду, что под непрерывным или импульсным излучением сигнала, строго говоря, должен пониматься характер излучения в течение длительности посылки каждого отдельного сообщения. При методах модуляции с непрерывным излучением сигнала вполне возможно, что излучения в паузах между отдельными сообщениями не будет.

В настоящей главе методы модуляции в дальнейшем различаются по виду поднесущих.

5.2. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ С ИМПУЛЬСНЫМИ ПОДНЕСУЩИМИ

1. Амплитудно-импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (АИМ-АМ)

При использовании этого метода модуляции информация заключена в амплитуде радиоимпульсов. Амплитуда изменяется во времени по закону $U_{м}(t)$, отображающему характер сообщения. При этом все остальные величины, характеризующие последовательность радиоимпульсов (длительность импульсов τ_u, частота повторения F_i, несущая частота $f_{нс}$) остаются постоянными.

Различают амплитудно-импульсную модуляцию 1-го рода (АИМ-1) и 2-го рода (АИМ-2).

При АИМ-1 напряжение в течение всего времени существования каждого импульса изменяется в соответствии с изменением модулирующей функции (рис. 5.1,*а*).

При АИМ-2 напряжение во время существования импульса определяется значением модулирующей функции в некоторый фиксированный момент времени, например, значением, соответствующим моменту начала импульса (рис. 5.1,*б*).

В случае АИМ-1 и синусоидальной модулирующей функции вида

$$U_{м}(t)=[1+m_{АМ}\sin(\Omega_{м}t+\theta_{м})]$$

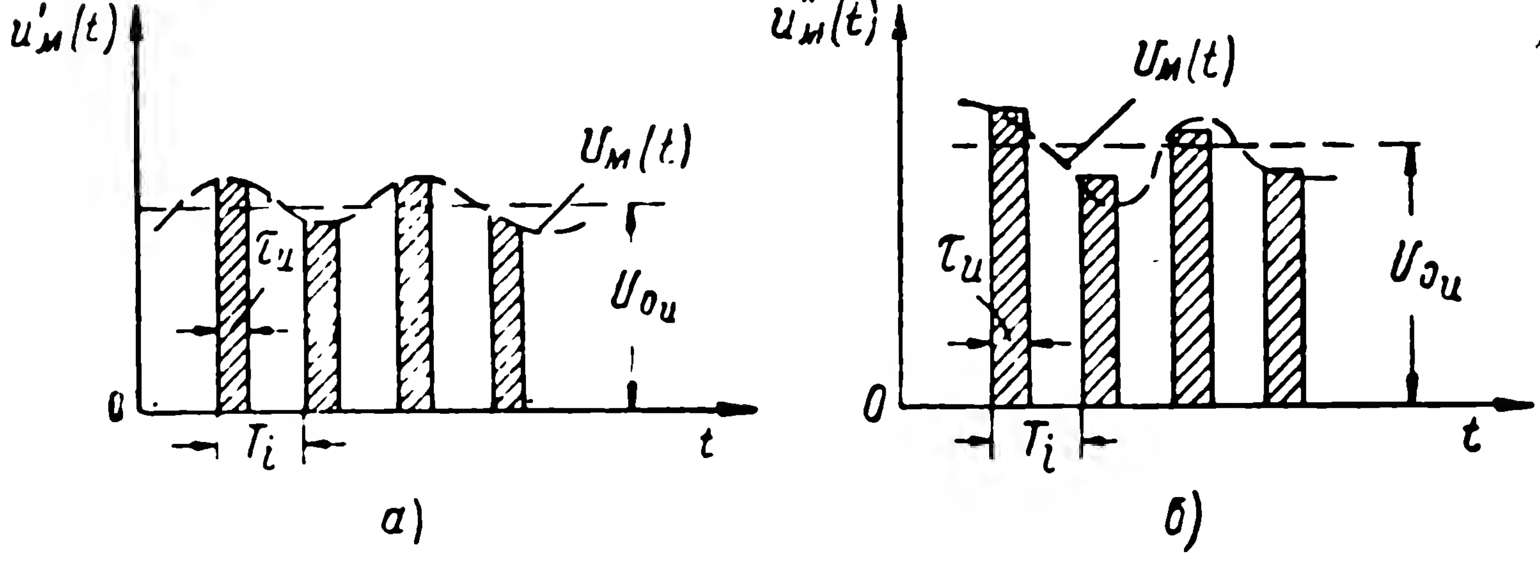


Рис. 5.1. Осциллограмма модулированной поднесущей при АИМ: а — при АИМ-1; б — при АИМ-2.

процесс, состоящий из модулированных импульсов постоянного тока, аналитически может быть выражен следующим образом:

$$u'_{м}(t)=\frac{g(0)}{2T_i}+\frac{g(0)}{2T_i}m_{АМ}\sin(\Omega_{м}t+\theta_{м})+$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{g(n\Omega_i)}{T_i}\left\{\cos(n\Omega_i t-\alpha_n)+\frac{m_{АМ}}{2}\sin[(n\Omega_i+\Omega_{м})t-\right.$$

$$\left.-\alpha_n+\theta_{м}]-\frac{m_{АМ}}{2}\sin[(n\Omega_i-\Omega_{м})t-\alpha_n-\theta_{м}]\right\}, \quad (5.2.1)$$

где $\frac{g(n\Omega_i)}{T_i}$ — значения огибающей спектра немодулированной последовательности импульсов на гармониках частоты повторения ($n=0, 1, 2, 3, \ldots$);

$m_{АМ}$ — глубина амплитудной модуляции импульсов;

$\Omega_{м}$ — модулирующая частота ($\Omega_{м}=2\pi F_{м}$);

$\theta_{м}$ — начальная фаза модулирующего колебания;

Ω_i — частота повторения импульсов $\left(\Omega_i=2\pi F_i=\frac{2\pi}{T_i}\right)$;

α_n — начальная фаза n-й гармоники частоты повторения импульсов

$$\alpha_n = \alpha(n\Omega_i) + n\Omega_i t_0,$$

причем

t_0 — определяется выбранным началом отсчета времени;

$\alpha(n\Omega_i)$ — значения фазы спектральных составляющих на частотах $n\Omega_i$.

Если t_0 определяет положение середины немодулированного симметричного импульса, то $\alpha(n\Omega_i) = 0$.

Если t_0 определяет положение начала импульса, то $\alpha(n\Omega_i) = \frac{n\Omega_i}{2}\tau_u$, где τ_u — длительность импульса.

Выражение (5.2.1) позволяет определить спектр процесса АИМ-1. Этот спектр получается из спектра не-

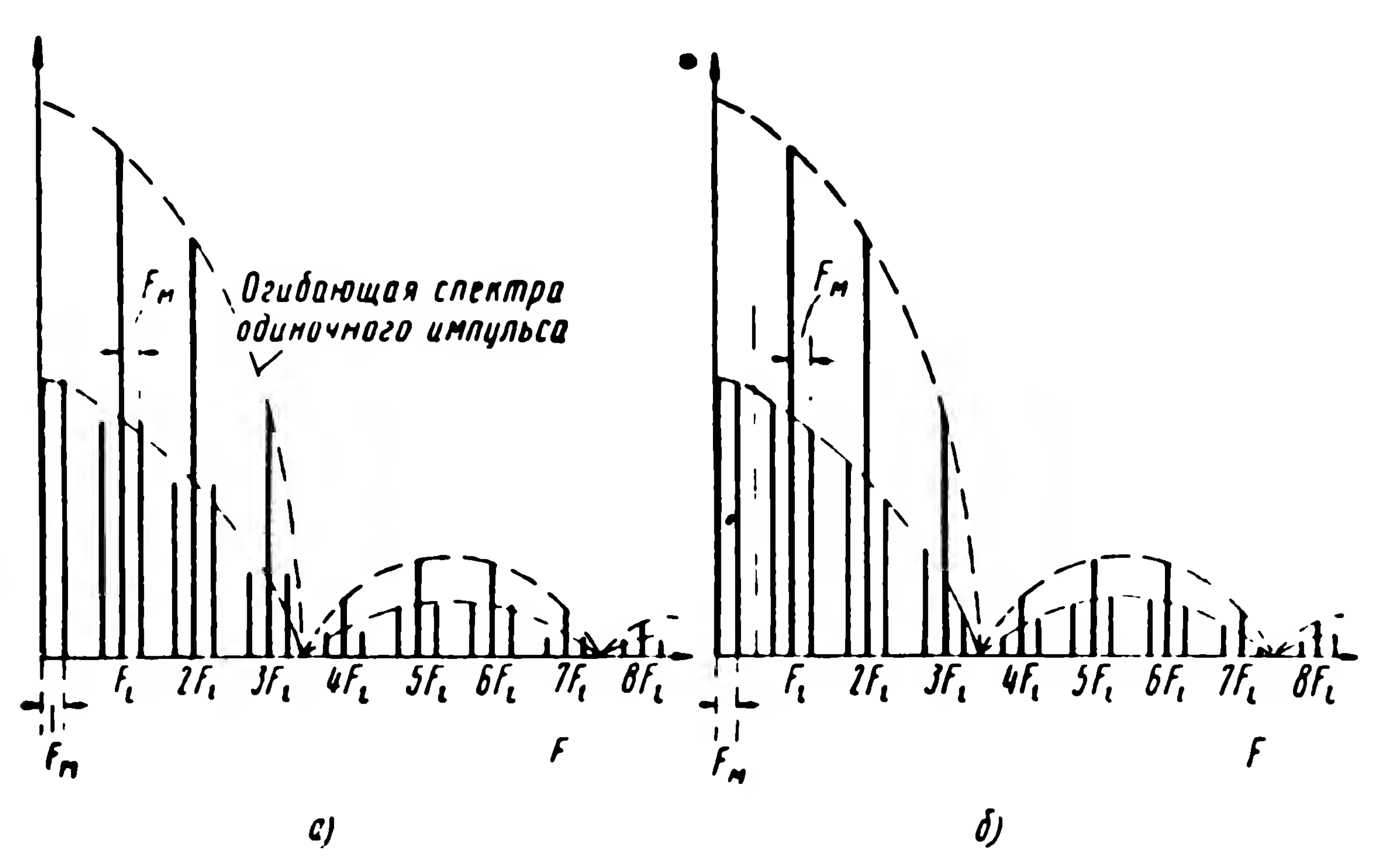


Рис. 5.2. Спектр поднесущей, модулированной синусоидальным сигналом при АИМ:
а — при АИМ-1; б — при АИМ-2.

модулированной последовательности импульсов путем добавления боковых частот к каждой (в том числе и к нулевой) гармонике основного спектра.

При прямоугольной форме немодулированных импульсов

$$g(n\Omega_i) = 2U_{0u}\tau_u \left| \frac{\sin n\Omega_i(\tau_u/2)}{n\Omega_i(\tau_u/2)} \right|, \qquad (5.2.2)$$

причем

$$g(0)=2U_{0u}\tau_u,$$

где U_{0u} — среднее значение амплитуды импульса (амплитуда немодулированных импульсов).

Спектр АИМ-1 при прямоугольной форме немодулированных импульсов и синусоидальной модулирующей функции $\left(\text{случай } \Omega_м < \frac{\Omega_i}{2}\right)$ приведен на рис. 5.2,*а*. На рис. 5.3 дана фотография части спектра АИМ-1, полученного на экране анализатора спектра. Модулирующая функция представляет собой синусоидальное колебание.

При том же выражении для огибающей (модулирующей функции), что и в рассмотренном выше случае АИМ-1, частотный спектр АИМ-2 определяется следующим выражением:

$$u''_м(t)=\frac{g(0)}{2T_i}+\frac{g(\Omega_м)}{2T_i}m_{АМ}\sin(\Omega_м t+\theta_{1,0})+$$
$$+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{T_i}\left\{g(n\Omega_i)\cos(n\Omega_i t+\theta_{n,0})+\right.$$
$$+\frac{m_{АМ}}{2}g(n\Omega_i+\Omega_м)\cos[(n\Omega_i+\Omega_м)t+\theta_{n,1}]-$$
$$\left.-\frac{m_{АМ}}{2}g(n\Omega_i-\Omega_м)\cos[(n\Omega_i-\Omega_м)t-\theta_{n,-1}]\right\}, \quad (5.2.3)$$

где $g(\Omega)$ — огибающая спектра одиночного импульса.

При прямоугольной форме импульса

$$g(\Omega)=2U_{0u}\tau_u\left[\frac{\sin\Omega(\tau_u/2)}{\Omega(\tau_u/2)}\right], \quad (5.2.4)$$

$$\theta_{n,0}=-n\Omega_i t_0-\alpha(n\Omega_i),$$
$$\theta_{n,1}=-n\Omega_i t_0-\alpha(n\Omega_i+\Omega_м)+\theta_м,$$
$$\theta_{n,-1}=-n\Omega_i t_0-\alpha(n\Omega_i-\Omega_м)-\theta_м,$$

$\alpha(\Omega)$ — фазовый спектр одиночного импульса, причем $\alpha(\Omega)=0$, если t_0 определяет положение середины симметричного импульса;

$\alpha(\Omega)=\frac{\Omega\tau_u}{2}$, если t_0 определяет положение начала импульса.

Спектр АИМ-2, соответствующий синусоидальной модулирующей функции и прямоугольной форме импульса, приведен на рис. 5.2,*б*.

По составу частотных компонент спектры АИМ-1 и АИМ-2 в любом случае одинаковы. Однако амплитуды боковых частот в спектрах АИМ-1 и АИМ-2 будут различны, что, правда, следует учитывать только в случае

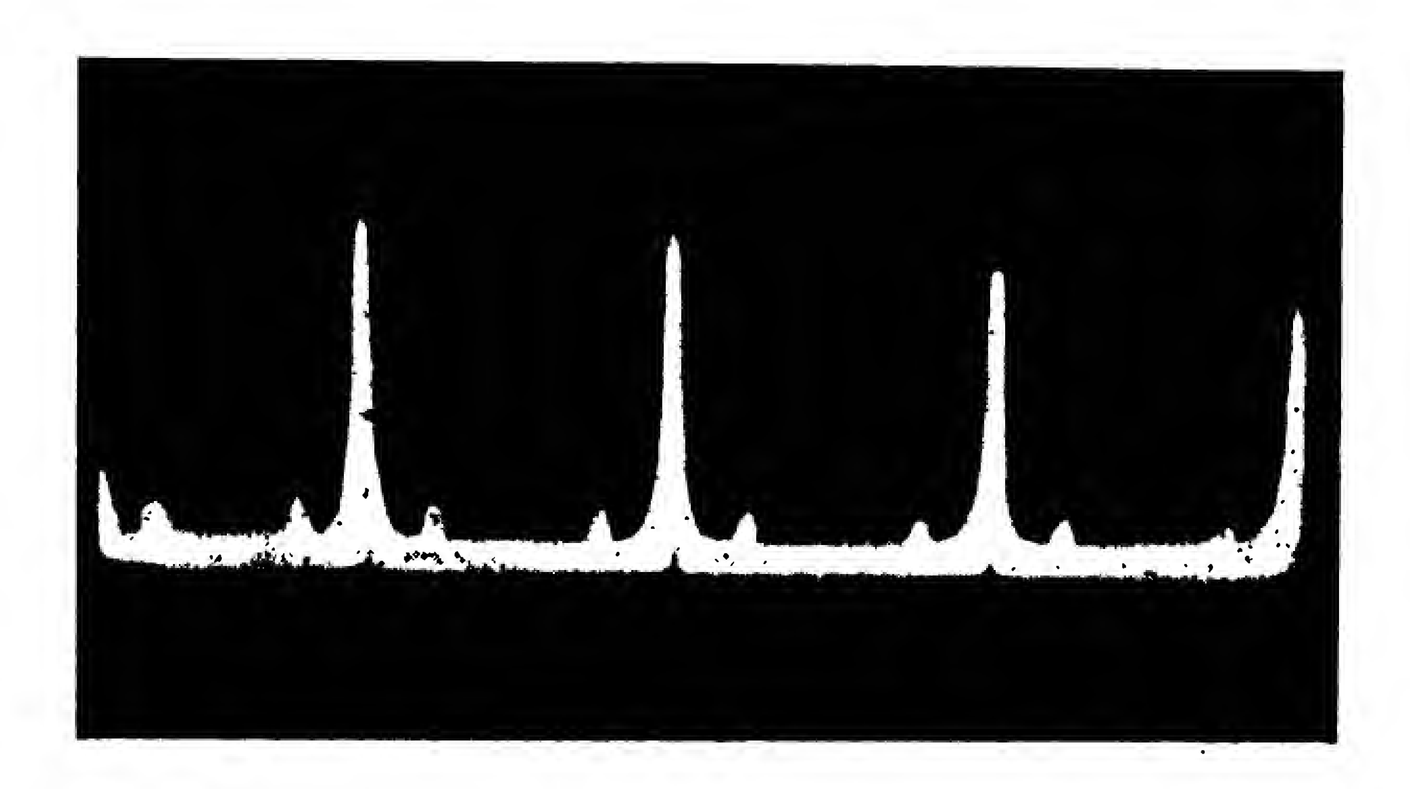


Рис. 5.3. Фотография спектра АИМ-1 с экрана анализатора спектра. Частота повторения импульсов 1 000 *гц*. Модуляция синусоидальная с частотой 200 *гц*.

соизмеримости длительности импульса с длительностью периода модуляции. Различия в спектрах АИМ-1 и АИМ-2 сводятся к следующему.

В случае АИМ-1 амплитуды двух боковых частот, симметрично расположенных по обе стороны каждой из гармоник частоты повторения импульсов, равны между собой. Значения этих амплитуд определяются значениями огибающей $g(n\Omega_i)$, взятых на частотах, кратных частоте повторения импульсов $(\Omega = n\Omega_i)$.

В случае АИМ-2 амплитуды боковых составляющих различны. Значения их определяются огибающей на частотах $n\Omega_i \pm \Omega_м$ [спектр «вписывается» в огибающую $g(\Omega)$].

Как следует из рассмотрения формул (5.2.1) и (5.2.3), а также рис. 5.2, в спектрах амплитудно-импульсной модуляции имеются составляющие с частотой модулирующей функции $\Omega_м$. В случае АИМ-1 амплитуда этой

составляющей не зависит от значения модулирующей частоты, а в случае АИМ-2 зависит. В этом состоит второе различие спектров АИМ-1 и АИМ-2. Эти составляющие можно выделить с помощью фильтра нижних частот. Следовательно, демодуляция АИМ сигнала может осуществляться с помощью линейного элемента — фильтра. Для того чтобы выделение составляющих спектра с частотой модуляции оказалось возможным, необходимо выполнение условия

$$\Omega_{\text{м макс}} < \frac{\Omega_i}{2}, \qquad (5.2.5)$$

где $\Omega_{\text{м макс}}$ — максимальное значение частоты модулирующего сигнала.

Амплитуда составляющей спектра на частоте модуляции $\Omega_{\text{м}}$ зависит от скважности импульсной последовательности T_i/τ_u. При большой скважности амплитуда сигнала, соответствующего этой составляющей, может быть настолько мала, что непосредственная демодуляция фильтром будет нецелесообразной. В этом случае импульсы предварительно растягивают по длительности, чтобы уменьшить скважность, а затем уже подают на фильтр. На входе фильтра при этом имеет место амплитудно-импульсная модуляция второго рода (АИМ-2).

Выходной сигнал передатчика (АИМ-АМ) получается в результате модуляции по амплитуде генератора несущей частоты видеоимпульсами поднесущей АИМ. Спектр АИМ-АМ легко получается из спектра АИМ. Для нахождения спектра АИМ-АМ надо:

1) в спектре АИМ уменьшить вдвое амплитуды всех гармонических составляющих, за исключением постоянной составляющей;

2) построить зеркальное отображение полученного спектра в области отрицательных частот;

3) полученный спектр сдвинуть по оси частот вправо на величину несущей частоты.

В дальнейшем нас будет интересовать спектр процесса при АИМ-2, когда в модулирующей функции, кроме синусоидального сигнала, присутствует шум, т. е.

$$U_{\text{м}}(t) = U_{\text{ш}}(t) + [1 + m_{\text{АМ}} \sin(\Omega_{\text{м}} t + \theta_{\text{м}})].$$

Пусть спектр шума достаточно широкополосный, так что выполняется условие

$$\Delta f_{ш} \gg \frac{1}{T_i}, \qquad (5.2.6)$$

где $\Delta f_{ш}$ — ширина полосы частот, в пределах которой сосредоточена основная мощность шума.

В этом случае амплитуды соседних импульсов флюктуируют независимо. В спектре процесса АИМ-2, кроме дискретных составляющих, которые определяются выражением (5.2.3), появляется непрерывная часть [11], огибающая которой будет

$$G_{ш}(\Omega) = \frac{1}{2T_i} |g_1(\Omega)|^2 \sigma_u^2, \qquad (5.2.7)$$

где $g_1(\Omega)$ — спектральная плотность одиночного импульса с амплитудой, равной единице.

При прямоугольной форме импульса длительностью τ_u

$$|g_1(\Omega)|^2 = 4\tau_u^2 \left(\frac{\sin \frac{\Omega\tau_u}{2}}{\frac{\Omega\tau_u}{2}} \right)^2, \qquad (5.2.8)$$

σ_u^2 — дисперсия флюктуаций амплитуд импульсов из-за действия шума.

В узкой области частот вблизи нуля из выражений (5.2.7) и (5.2.8) для спектральной плотности шумовой составляющей получим приближенное выражение

$$G_{ш}(0) \approx \frac{2\tau_u^2}{T_i} \sigma_u^2. \qquad (5.2.9)$$

Выражение (5.2.9) справедливо в области частот

$$\Omega \ll \frac{2\pi}{\tau_u}. \qquad (5.2.10)$$

2. Временная импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (ВИМ-АМ)

Принцип временной импульсной модуляции заключается в изменении величины временного сдвига Δt_k каждого импульса модулированной последовательности импульсов по отношению к периодической немодулированной последовательности импульсов (рис. 5.4).

Импульсы немодулированной последовательности обычно называют тактовыми (стартовыми, синхронизирующими, маркерными) импульсами, а импульсы модулированной последовательности — рабочими. Тактовые

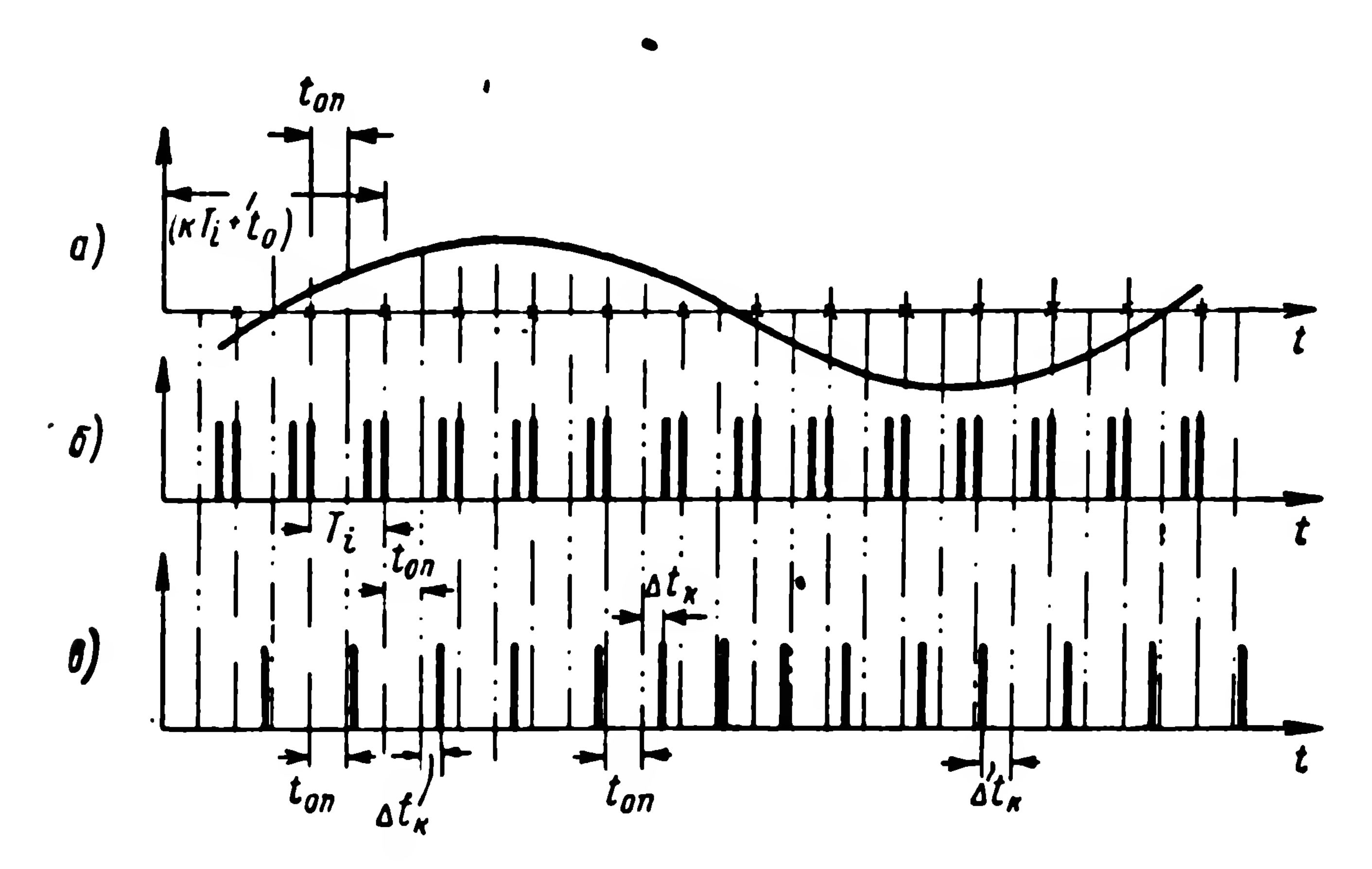


Рис. 5.4. Образование сигнала при временной импульсной модуляции (ВИМ):

а — модулирующий сигнал; *б* — последовательность тактовых (стартовых) импульсов; *в* — последовательность рабочих импульсов (модулированная поднесущая).

импульсы по какому-то признаку должны отличаться от рабочих. На рис. 5.4 это отличие заключается в шифрации тактового импульса двухимпульсной кодовой группой.

Временные сдвиги Δt_k изменяются по закону, отображающему закон изменения модулирующей функции. Рис. 5.4 соответствует случаю синусоидальной модулирующей функции. Значения временных сдвигов Δt_k можно отсчитывать как по переднему или заднему фронту импульсов, так и по середине. Будем производить отсчет по переднему фронту. Моменты появления переднего фронта рабочих импульсов определяются соотношением

$$t_k = kT_i + t_0 - \Delta t_k, \tag{5.2.11}$$

где $kT_i + t_0$ — моменты времени, соответствующие появлению переднего фронта тактовых импульсов;

t_0 — зависит от начала отсчета времени (при отсчете от одного из тактовых импульсов $t_0 = 0$);

t_k — момент появления фронта k-го рабочего импульса;

Δt_k — временной сдвиг k-го рабочего импульса относительно k-го тактового импульса.

По характеру связи между значениями модулирующей функции и временными сдвигами рабочих импульсов различают временную импульсную модуляцию 1-го рода (ВИМ-1) и 2-го рода (ВИМ-2).

В случае ВИМ-1 временной сдвиг Δt_k k-го рабочего импульса пропорционален значению модулирующей функции в момент посылки этого импульса. Таким образом, при синусоидальной модулирующей функции будем иметь

$$\Delta t_k = \Delta t_{\text{макс}} \sin(2\pi F_{\text{м}} t_k + \theta_{\text{м}}), \quad (5.2.12а)$$

где $\Delta t_{\text{макс}}$ — максимальный временной сдвиг.

При условии, что k-й рабочий импульс не будет опережать k-й тактовый импульс,

$$\Delta t_{\text{к}} = -t_{\text{оп}} + \Delta t_{\text{макс}} \sin(2\pi F_{\text{м}} t_{\text{к}} + \theta_{\text{м}}), \quad (5.2.12б)$$

где $t_{\text{оп}}$ — постоянное время опережения тактового импульса относительно рабочего при отсутствии модуляции (при $\Delta t_{\text{макс}} = 0$).

Очевидно, что такое осуществление временной импульсной модуляции возможно только при справедливости следующих неравенств:

$$t_{\text{оп}} > \Delta t_{\text{макс}} \quad \text{и} \quad (t_{\text{оп}} + \Delta t_{\text{макс}}) < T_i.$$

В случае ВИМ-2 временной сдвиг Δt_k k-го рабочего импульса пропорционален значению модулирующей функции в момент времени, соответствующий посылке k-го тактового импульса*, т. е.

$$\Delta t_k = \Delta t_{\text{макс}} \sin[2\pi F_{\text{м}} (kT_i + t_0) + \theta_{\text{м}}], \quad (5.2.13а)$$

или при наличии постоянного опережения $t_{\text{оп}}$

$$\Delta t_k = -t_{\text{оп}} + \Delta t_{\text{макс}} \sin[2\pi F_{\text{м}} (kT_i + t_0) + \theta_{\text{м}}]. \quad (5.2.13б)$$

* В работе [5] эти виды модуляции имеют обратные индексы (ВИМ-II и ВИМ-I).

При ВИМ-1 аналитическое выражение для последовательности рабочих импульсов при любой форме импульса и синусоидальной модулирующей функции имеет следующий вид:

$$u'_{\text{м}}(t)=\frac{g(0)}{2T_i}+\frac{|g(\Omega_{\text{м}})|}{2T_i}\frac{\Phi_{\text{м}}\Omega_{\text{м}}}{\Omega_i}\cos(\Omega_{\text{м}}t+\beta_{01})+$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{|g(\Omega_{nm})|}{T_i}\frac{\Omega_{nm}}{n\Omega_i}J_m(n\Phi_{\text{м}})\cos(\Omega_{nm}t+\beta_{nm}), \quad (5.2.14)$$

где T_i — период повторения немодулированной последовательности импульсов $\left(F_i=\frac{1}{T_i}=\frac{\Omega_i}{2\pi}\right)$;

$\Phi_{\text{м}}=\Omega_i\Delta t_{\text{макс}}$ — индекс модуляции;

$\Omega_{\text{м}}=2\pi F_{\text{м}}$ — частота модуляции;

$\Omega_{nm}=n\Omega_i+m\Omega_{\text{м}}$ — комбинационные частоты;

n — номер гармоники частоты повторения импульсов;

m — номер гармоники частоты модуляции;

J_m — функция Бесселя m-го порядка;

$g(\Omega)$ — огибающая спектра одиночного импульса [для импульсов прямоугольной формы эта огибающая определяется формулой (5.2.4)];

β_{nm} — фазовый сдвиг соответствующей комбинационной частоты. При $t_{\text{оп}}=0$

$$\beta_{nm}=m\theta_{\text{м}}-n\Omega_i t_0-\varphi_{nm};$$

φ_{nm} — фазовый спектр импульса.

При прямоугольной форме импульса

$$\varphi_{nm}=\frac{\Omega_{nm}\tau_u}{2}.$$

Для ВИМ-2 при тех же условиях, которые были приняты для ВИМ-1, аналитическое выражение можно записать следующим образом:

$$u_м''(t)=\frac{g(0)}{2T_i}+\sum_{m=1}^{\infty}\frac{|g(m\Omega_м)|}{T_i}J_m\left(\frac{m\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м\right)\times$$

$$\times\cos(m\Omega_м t+\beta_{0m})+\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=-\infty}^{\infty}\frac{|g(\Omega_{nm})|}{T_i}\times$$

$$\times J_m\left(\frac{\Omega_{nm}}{\Omega_i}\Phi_м\right)\cos(\Omega_{nm}t+\beta_{nm}). \qquad (5.2.15)$$

В отличие от спектра ВИМ-1 здесь появились гармоники модулирующей частоты, т. е. составляющие вида $m\Omega_м$.

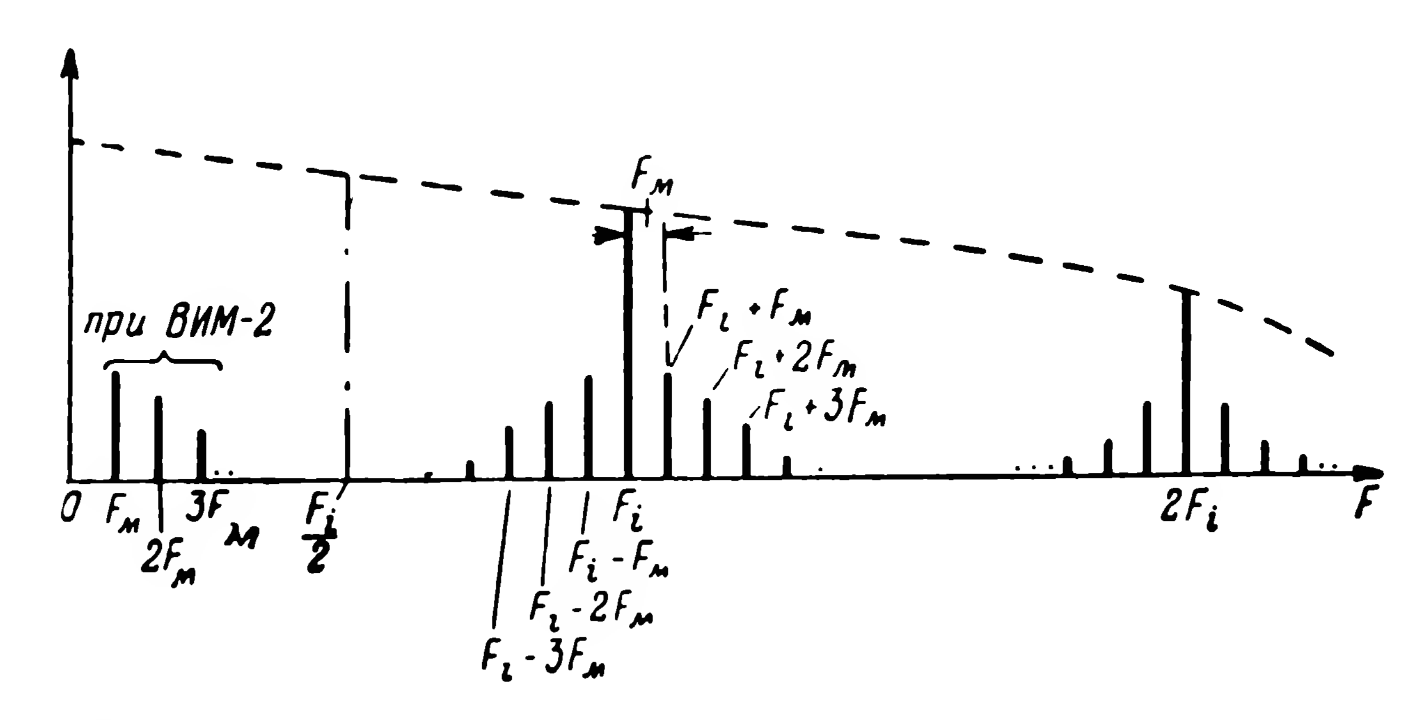


Рис. 5.5. Спектр поднесущей, модулированной синусоидальным сигналом при ВИМ.

Частотный состав спектров временной импульсной модуляции иллюстрируется рис. 5.5.

Как следует из выражения (5.2.14), амплитуда компоненты на модулирующей частоте в спектре ВИМ-1

$$(U'_{\Omega_м})_{ВИМ}=\frac{g(\Omega_м)}{2T_i}\frac{\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м=\frac{1}{4\pi}g(\Omega_м)\Phi_м\Omega_м. \qquad (5.2.16)$$

При выделении модулирующей частоты с помощью фильтра нижних частот с прямоугольной характеристикой в полосу этого фильтра проникнут и компоненты спектра вида $n\Omega_i-m\Omega_м$. Наиболее опасны компоненты, соответствующие $n=1$. Для того, чтобы мешающее действие

этих компонент было бы незначительным, необходимо выполнить условие

$$\Omega_{\text{м макс}} \ll \frac{\Omega_i}{2},$$

где $\Omega_{\text{м макс}}$ — максимально возможная частота модуляции.

При ВИМ-2 амплитуда компоненты на модулирующей частоте, как следует из выражения (5.2.15), имеет значение

$$(U''_{\Omega_{\text{м}}})_{\text{ВИМ}} = \frac{g(\Omega_{\text{м}})}{T_i} J_1\left(\frac{\Omega_{\text{м}}}{\Omega_i} \Phi_{\text{м}}\right). \tag{5.2.17а}$$

При выполнении условия

$$\frac{\Omega_{\text{м}}}{\Omega_i} \Phi_{\text{м}} = \Omega_{\text{м}} \Delta t_{\text{макс}} \ll 1 \tag{5.2.17б}$$

можно принять

$$J_1\left(\frac{\Omega_{\text{м}}}{\Omega_i} \Phi_{\text{м}}\right) \approx \frac{1}{2} \frac{\Omega_{\text{м}}}{\Omega_i} \Phi_{\text{м}}. \tag{5.2.18}$$

При таких условиях получим

$$(U''_{\Omega_{\text{м}}})_{\text{ВИМ}} \approx \frac{1}{4\pi} g(\Omega_{\text{м}}) \Phi_{\text{м}} \Omega_{\text{м}}.$$

Итак, при ВИМ-1 и ВИМ-2 амплитуды составляющей спектра на частоте модуляции при условии (5.2.17б) будут практически одинаковы.

Рассмотрение спектров ВИМ показывает, что уже сама последовательность рабочих импульсов (без тактовых) несет в себе информацию о модуляции, которая может быть выделена с помощью фильтра. Однако такое непосредственное выделение часто будет нецелесообразным.

Амплитуда $U_{\Omega_{\text{м}}}$ как при ВИМ-1, так и при ВИМ-2 является функцией модулирующей частоты $\Omega_{\text{м}}$. Следовательно, если модулирующая функция состоит из многих синусоидальных составляющих, то при выделении модулирующих частот из спектров ВИМ с помощью фильтра нижних частот с прямоугольной характеристикой будут частотные искажения. Кроме того, демодуляция с помощью фильтра нижних частот может быть

невыгодной и вследствие того, что величина напряжения полезной составляющей на выходе фильтра получается очень малой.

Практически для выделения модулирующей функции из спектра ВИМ целесообразно осуществлять предварительное преобразование ВИМ в ШИМ или АИМ. (Наиболее часто применяется преобразование в ШИМ.) Для преобразования ВИМ в ШИМ необходимо использовать тактовые импульсы.

При наличии тактовых импульсов общий спектр ВИМ может быть получен путем суммирования спектра рабочих импульсов (рис. 5.5) со спектром периодической последовательности тактовых импульсов, в котором имеются только составляющие на частотах nF_i. При суммировании, конечно, необходимо учитывать фазовые соотношения.

Спектр излучаемого сигнала при ВИМ-АМ получается из спектра поднесущей ВИМ способом, аналогичным способу, рассмотренному для АИМ-АМ.

3. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) *

При широтно-импульсной модуляции длительность импульсов изменяется по закону, отображающему характер передаваемого сообщения.

Следует различать одностороннюю импульсную модуляцию по длительности (ОШИМ) и двустороннюю (которую будем называть просто ШИМ). Иногда одностороннюю импульсную модуляцию по длительности называют несимметричной, а двустороннюю — симметричной, хотя симметрия при двусторонней модуляции, как будет показано ниже, имеет место только в частных случаях.

При ОШИМ модулируется только один из фронтов каждого импульса, например передний фронт (рис. 5.6,*в*). При ШИМ модулируются оба фронта (рис. 5.6,*д*). Следует различать широтно-импульсную модуляцию первого рода (ШИМ-1 и ОШИМ-1) и широтно-импульсную модуляцию второго рода (ШИМ-2 и ОШИМ-2).

---

* В работах [5, 18] и некоторых других этот вид модуляции называется модуляцией по длительности (ДИМ).

В случае ШИМ-1 (ОШИМ-1) момент нарастания (спадания) напряжения каждого импульса определяется значением модулирующей функции в этот же момент. В случае ШИМ-2 (ОШИМ-2) момент нарастания (спадания) напряжения каждого импульса будет определяться значением модулирующей функции в момент вре-

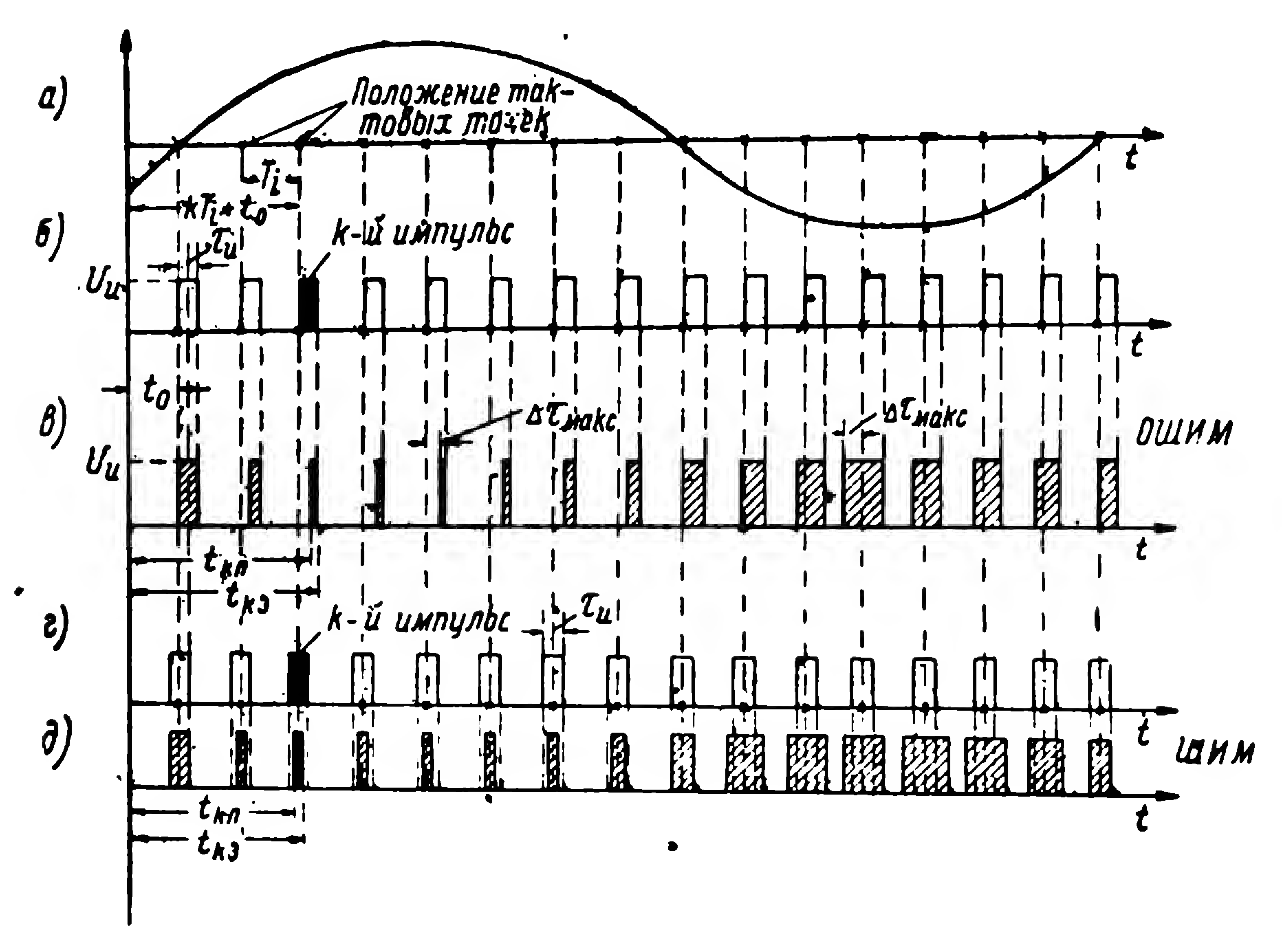


Рис. 5.6. Образование сигнала при широтно-импульсной модуляции:

а — модулирующий синусоидальный сигнал; *б* — немодулированная поднесущая (тактовая точка совпадает с положением переднего фронта); *в* — последовательность импульсов с односторонней модуляцией по длительности (модулируется положение переднего фронта импульса); *г* — немодулированная поднесущая (тактовая точка совпадает с серединой импульса); *д* — последовательность импульсов с двусторонней симметричной модуляцией по длительности (ШИМ).

мени, соответствующий тактовой точке, которая повторяется периодически с периодом T_i. Так же, как и при рассмотрении ВИМ, будем здесь считать, что тактовая точка (при ВИМ — тактовый импульс) соответствует моменту времени

$$kT_i + t_0,$$

где t_0 — момент появления первой тактовой точки (рис. 5.6,*а*).

В этом случае для ОШИМ-1 при условии, что модулируется положение переднего фронта и модулирующей функцией является гармоническое колебание:

$$t_{k\,\text{п}}=kT_i+t_0-\Delta\tau_{\text{макс}}\sin(\Omega_{\text{м}}t_{k\,\text{п}}+\theta_{\text{м}}), \qquad (5.2.19)$$

где $t_{k\,\text{п}}$ — момент появления переднего фронта k-го импульса;

$\Delta\tau_{\text{макс}}$ — максимальное отклонение положения переднего фронта относительно тактовой точки.

Равенство (5.2.19) соответствует тому случаю, когда тактовая точка при отсутствии модуляции совпадает с передним фронтом импульса.

При аналогичных условиях для ОШИМ-2 можем написать

$$t_{k\,\text{п}}=kT_i+t_0-\Delta\tau_{\text{макс}}\sin[\Omega_{\text{м}}(kT_i+t_0)+\theta_{\text{м}}]. \qquad (5.2.20)$$

Как для ОШИМ-1, так и для ОШИМ-2 положение заднего (немодулируемого) фронта импульса будет определяться соотношением

$$t_{k\,\text{з}}=kT_i+t_0+\tau_u, \qquad (5.2.21)$$

где τ_u — длительность импульсов в немодулированной последовательности.

Таким образом, положение заднего фронта здесь не зависит от модулирующей функции. Физически односторонняя широтно-импульсная модуляция осуществима при

$$\tau_u>\Delta\tau_{\text{макс}}. \qquad (5.2.22)$$

Перейдем теперь к рассмотрению двусторонней модуляции по длительности. При таком методе модуляции имеем: для случая несимметричной ШИМ-1 положение переднего фронта $t_{k\,\text{п}}$ определяется из равенства

$$t_{k\,\text{п}}=kT_i+t_0-\frac{\tau_u}{2}-\Delta\tau_{\text{макс}}\sin(\Omega_{\text{м}}t_{k\,\text{п}}+\theta_{\text{м}}), \qquad (5.2.23\text{а})$$

а положение заднего фронта $t_{k\,\text{з}}$ из равенства

$$t_{k\,\text{з}}=kT_i+t_0+\frac{\tau_u}{2}+\Delta\tau_{\text{макс}}\sin(\Omega_{\text{м}}t_{k\,\text{з}}+\theta_{\text{м}}). \qquad (5.2.23\text{б})$$

Для случая симметричной ШИМ-1 положение переднего фронта также определяется уравнением (5.2.23а). Положение заднего фронта в этом случае может быть найдено из следующего выражения:

$$t_{k\,з} = kT_i + t_0 + \frac{\tau_u}{2} + \Delta\tau_{макс} \sin(\Omega_м t_{k\,п} + \theta_м). \qquad (5.2.24)$$

Аналогично для ШИМ-2

$$t_{k\,п} = kT_i + t_0 - \frac{\tau_u}{2} - \Delta\tau_{макс} \sin[\Omega_м (kT_i + t_0) + \theta_м], \qquad (5.2.25а)$$

$$t_{k\,з} = kT_i + t_0 + \frac{\tau_u}{2} + \Delta\tau_{макс} \sin[\Omega_м (kT_i + t_0) + \theta_м]. \qquad (5.2.25б)$$

При широтно-импульсной модуляции второго рода уже нельзя различать симметричную и несимметричную модуляцию.

Рассмотрим аналитические выражения, позволяющие определить частотные спектры при различных видах широтно-импульсной модуляции. Для ОШИМ-1 при синусоидальной модулирующей функции и прямоугольной форме импульсов справедливо следующее выражение:

$$u_м'(t) = \frac{U_u \tau_u}{T_i} + \frac{U_u \Delta\tau_{макс}}{T_i} \sin(\Omega_м t + \theta_м) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{U_u}{n\pi} J_m(n\Phi_м) \sin(\Omega_{n\,m} t + \theta_{n\,m}) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_u}{n\pi} \sin n\Omega_i (t - t_0 - \tau_u), \qquad (5.2.26)$$

где $\Delta\tau_{макс}$ — максимальное смещение модулируемого фронта;

$\Omega_м$ и $\theta_м$ — частота и фаза модулирующего напряжения;

$\Phi_м = \Omega_i \Delta\tau_{макс} = \frac{2\pi}{T_i} \Delta\tau_{макс}$ — индекс модуляции;

$\Omega_{n\,m} = n\Omega_i + m\Omega_м$;

$\theta_{n\,m} = m\theta_м - n\Omega_i t_0$;

U_u — амплитуда импульса.

Из выражения (5.2.26) следует, что в спектре ОШИМ-1 имеется составляющая с частотой $\Omega_м$. Следовательно, демодуляция сообщения может производиться с помощью фильтра нижних частот. Амплитуда составляющей полезного сигнала на выходе этого фильтра не будет зависеть от частоты $\Omega_м$ при условии прямоугольности его частотной характеристики, поэтому при демодуляции идеальным фильтром частотных искажений не будет. Последний вывод, строго говоря, справедлив только при прямоугольной форме импульса. Однако можно показать, что частотные искажения практически отсутствуют при любой другой форме импульса, если выполняется условие

$$\Omega_м \tau_{фр} < 0{,}1 \div 0{,}2,$$

где $\tau_{фр}$ — длительность модулируемого фронта импульса.

Демодуляция с помощью фильтров нижних частот является основным способом выделения модулирующей функции из последовательности широтно-модулированных импульсов.

Если комбинационные частоты Ω_{nm} будут попадать в полосу пропускания демодулирующего фильтра нижних частот, то при демодуляции возникнут нелинейные искажения. Нелинейные искажения будут тем меньше, чем уже полоса пропускания этого фильтра (т. е. чем ниже верхняя граничная частота спектра передаваемого сообщения). Кроме того, нелинейные искажения уменьшаются при уменьшении индекса модуляции $\Phi_м$. При малых $\Phi_м$ эти искажения малы и условия демодуляции с помощью фильтра становятся аналогичными случаю амплитудно-импульсной модуляции.

Из сравнения выражений (5.2.14) и (5.2.26) видно, что спектры при ОШИМ-1 и ВИМ-1 имеют аналогичный состав частот.

Выражение для процесса в случае ШИМ-1 при синусоидальной модулирующей функции и прямоугольной форме импульса имеет следующий вид:

$$u'_м(t) = \frac{U_u \tau_u}{T_i} + \frac{2U_u \Delta\tau_{макс}}{T_i} \sin(\Omega_м t + \theta_м) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2U_u}{n\pi} \times$$

$$\times J_m(n\Phi_м) \sin\left(\frac{n\Omega_i \tau_u}{2} - \frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\Omega_{nm} t + \theta_{nm} + \frac{m\pi}{2}\right). \quad (5.2.27)$$

Обозначения здесь те же, что и в выражении (5.2.26). Из сравнения выражений (5.2.26) и (5.2.27) можно сделать следующие выводы.

Амплитуда составляющей с частотой $\Omega_м$ при ШИМ-1 вдвое больше, чем при ОШИМ-1, так как здесь модулируется положение обоих фронтов импульса.

Часть комбинационных частот (при четных m), попадающих в полосу фильтра нижних частот, при ШИМ-1 имеет значительно меньшую интенсивность, чем при ОШИМ-1. Следовательно, нелинейные искажения при прочих равных условиях будут меньше.

Перейдем к рассмотрению широтно-импульсной модуляции второго рода. Процесс ОШИМ-2 при прямоугольной форме импульсов и синусоидальной модулирующей функции может быть представлен следующим образом:

$$u''_м(t) = \frac{U_и \tau_и}{T_i} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{U_и}{\pi} \frac{\Omega_i}{m\Omega_м} J_m\left(\frac{m\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м\right) \sin(m\Omega_м t + \theta_{0m}) +$$
$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{U_и}{\pi} \frac{\Omega_i}{\Omega_{n\,m}} J_m\left(\frac{\Omega_{n\,m}}{\Omega_i}\Phi_м\right) \sin(\Omega_{n\,m} t + \theta_{n\,m}) -$$
$$- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_и}{n\pi} \sin n\Omega_i (t - t_0 - \tau_и). \qquad (5.2.28)$$

Все обозначения здесь остаются теми же, что и в формулах (5.2.26) и (5.2.27). При демодуляции с помощью фильтра нижних частот из спектра ОШИМ-2 можно выделить составляющую с частотой модулирующей функции $\Omega_м$. Амплитуда этой составляющей равна

$$(U''_{\Omega_м})_{ОШИМ} = \frac{U_и}{\pi} \frac{\Omega_i}{\Omega_м} J_1\left(\frac{\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м\right). \qquad (5.2.29а)$$

Таким образом, здесь имеют место частотные искажения. Однако при малых индексах модуляции ($\Omega_м \Delta\tau_{макс} \ll 1$) можно принять

$$J_1\left(\frac{\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м\right) = J_1(\Omega_м \Delta\tau_{макс}) \approx \frac{\Omega_м \Delta\tau_{макс}}{2}$$

и, следовательно,

$$(U''_{\Omega_м})_{ОШИМ} \approx \frac{U_u}{2\pi} \Phi_м = \frac{U_u \Delta\tau_{макс}}{T_i}. \qquad (5.2.29б)$$

При малых индексах модуляции частотные искажения незначительны, а амплитуда составляющей сигнала оказывается такой же, как и при ОШИМ-1. Основным отличием спектра ОШИМ-2 от ОШИМ-1 является присутствие высших гармоник модулирующей частоты, т. е. составляющих с частотами $(m+1)\Omega_м$.

В случае ШИМ-2 при прямоугольной форме импульсов и синусоидальной модуляции выражение, определяющее частотный спектр, имеет следующий вид:

$$u''_м(t) = \frac{U_u \tau_u}{T_i} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4U_u}{m\Omega_м T_i} J_m\left(\frac{m\Omega_м}{\Omega_i}\Phi_м\right) \times$$

$$\times \sin\left(\frac{m\Omega_м\tau_u}{2} - \frac{m\pi}{2}\right) \times \cos\left(m\Omega_м t + m\Theta_м + \frac{m\pi}{2}\right) +$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2U_u}{\pi} \frac{\Omega_i}{\Omega_{nm}} J_m\left(\frac{\Omega_{nm}}{\Omega_i}\Phi_м\right) \times \sin\left(\frac{\Omega_{nm}\tau_u}{2} - \frac{m\pi}{2}\right) \times$$

$$\times \cos\left(\Omega_{nm} t + \theta_{nm} + \frac{m\pi}{2}\right). \qquad (5.2.30)$$

Амплитуда составляющей сигнала на частоте $\Omega_м$ в этом случае будет

$$(U''_{\Omega_м})_{ШИМ} = \frac{4U_u}{\Omega_м T_i} J_1(\Omega_м \Delta\tau_{макс}) \cos\left(\frac{\Omega_м \tau_u}{2}\right).$$

Полагая, что

$$\Omega_м \Delta\tau_{макс} \ll 1 \quad и \quad \Omega_м \tau_u \ll 1,$$

получим

$$(U''_{\Omega_м})_{ШИМ} \approx 2U_u \frac{\Delta\tau_{макс}}{T_i}.$$

Удвоение амплитуды по сравнению с ОШИМ-2 объясняется тем, что при ШИМ-2 модулируются оба фронта импульса. При ШИМ-2, как и при ОШИМ-2, также имеются высшие гармоники модулирующей часто-

ты $(m+1)\Omega_м$. Ту же величину имеют и частотные искажения. Интенсивность комбинационных частот при четных m в случае ШИМ-2 значительно меньше, чем при ОШИМ-2, что приводит к некоторому уменьшению нелинейных искажений.

Сравнивая спектры поднесущих при временной импульсной и широтно-импульсной модуляции, можно установить, что непосредственная демодуляция сигнала ВИМ с помощью фильтра нижних частот дает значительно худшие результаты, чем аналогичная демодуляция сигнала ШИМ. Действительно, при прямоугольной форме импульса амплитуда составляющей с модулирующей частотой в случае ВИМ-1 согласно формулам (5.2.16) и (5.2.4) будет

$$(U'_{\Omega_м})_{ВИМ} = \frac{2U_u \Delta t_{макс}}{T_i} \left| \sin \frac{\Omega_м \tau_u}{2} \right| . \qquad (5.2.31)$$

Амплитуда аналогичной составляющей при ОШИМ-1 определяется выражением

$$(U'_{\Omega_м})_{ОШИМ} = \frac{U_u \Delta\tau_{макс}}{T_i} . \qquad (5.2.32)$$

Примем, что амплитуда импульсов U_u и период повторения T_i одинаковы при ВИМ и ШИМ. Кроме того, $\Delta t_{макс} = \Delta\tau_{макс}$. При таком условии получим

$$\frac{(U'_{\Omega_м})_{ВИМ}}{(U'_{\Omega_м})_{ОШИМ}} = 2 \left| \sin \frac{\Omega_м \tau_u}{2} \right| \approx \Omega_м \tau_u, \qquad (5.2.33)$$

поскольку очевидно, что длительность импульса при ВИМ значительно меньше периода модулирующей частоты. Таким образом, амплитуда составляющей полезного сигнала, которая получается при демодуляции сигнала ВИМ-1, будет значительно меньше, чем при демодуляции сигнала ОШИМ-1 или ШИМ-1. Кроме того, при ВИМ-1 имеют место частотные искажения.

С другой стороны, в случае амплитудной модуляции несущей временная импульсная модуляция (ВИМ-АМ) энергетически более выгодна, чем широтно-импульсная (ШИМ-АМ), так как передатчик работает более короткими импульсами.

Указанные обстоятельства в ряде случаев делают целесообразным такое построение радиолинии, при ко-

тором передача сообщений через радиоканал осуществляется методом временной импульсной модуляции, а в приемном устройстве производится преобразование ВИМ в ШИМ, после чего сигнал демодулируется при более выгодных условиях.

Если модулирующая функция при широтно-импульсной модуляции является случайной, как например при модуляции шумом, то в спектре процесса появляется непрерывная часть.

В дальнейшем нас будет интересовать случай, когда периодически повторяющиеся прямоугольные импульсы модулируются по ширине нормальным шумом, причем оба фронта каждого импульса так же, как и фронты соседних импульсов, флюктуируют независимо друг от друга с дисперсией, равной $\sigma^2_{фр}$.

Непрерывная часть энергетического спектра, возникающая за счет шума, для этого случая определяется следующим выражением [11]:

$$G_ш(\Omega) = \frac{4U_u^2}{\Omega^2 T_i}\left\{1 - e^{-\sigma^2_{фр}\Omega^2}\right\}, \qquad (5.2.34)$$

где U_u — амплитуда импульсов;

T_i — период повторения импульсов.

4. Кодово-импульсная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (КИМ-АМ)

Для передачи сообщений через радиоканалы с кодовой модуляцией наиболее предпочтительным является двоичный код, т. е. код, состоящий только из двух элементов: «да» и «нет» («1» или «0»). В случае использования двоичного кода обеспечивается наиболее простое аппаратурное решение. Обусловливается это тем, что для фиксации каждой посылки двоичного кода достаточно одного реле на два положения.

Возможное число (ассортимент) различных сообщений (команд) $N_к$, которое может быть передано с помощью двоичного кода, определяется выражением

$$N_к = 2^{n_{кд}}, \qquad (5.2.35)$$

где $n_{кд}$ — число элементов кода, входящее в состав отдельной посылки сообщения (команды). Величину $n_{кд}$ называют также числом разрядов кода или числом позиций кода.

В случае кодово-импульсной модуляции (КИМ) используется так называемый импульсный последовательный двоичный код (рис. 5.7). Для образования такого кода выделяются несколько интервалов времени $\Delta t_{кд}$, следующие друг за другом. Эти интервалы образуют позиции. Каждая из позиций соответствует определенному разряду двоичной системы счисления.

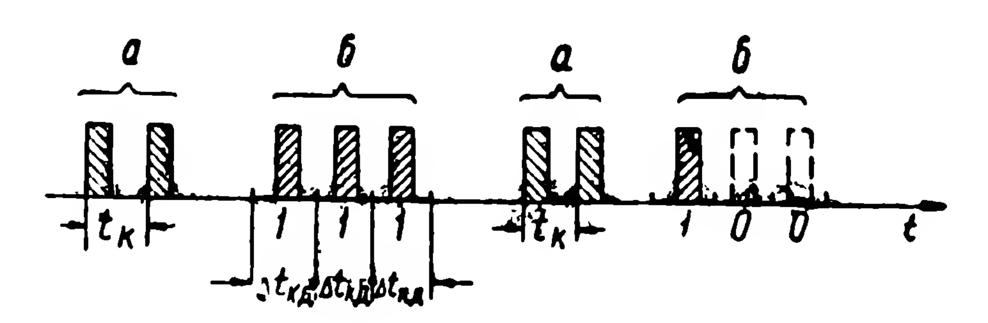


Рис. 5.7. Структура отдельной посылки сообщения при кодово-импульсной модуляции (КИМ):

а — стартовые импульсно-временные кодовые группы; *б* — двоичные рабочие коды.

Наличие импульса на позиции означает единицу в данном разряде, а отсутствие — нуль. Совокупность импульсов на позициях, соответствующая определенному числу (значению команды), называется рабочим кодом (*б* на рис. 5.7).

Перед посылкой каждого отдельного рабочего кода целесообразно передавать стартовую посылку. Последняя может, например, представлять собой импульсно-временную кодовую группу, состоящую из $n_к$ импульсов. Назначение стартовой посылки состоит в подготовке радиоприемного устройства к приему рабочего кода, следующего непосредственно за этой посылкой. В принципе наличие стартовой посылки является необязательным.

Стартовая посылка в сигнале поднесущей, изображенном на рис. 5.7, состоит из двух импульсов ($n_к=2$), расставленных на определенный временной интервал $t_к$. Число разрядов в рабочем коде на этом рисунке равно трем ($n_{кд}=3$).

Излучаемый сигнал при КИМ-АМ будет отличаться от сигнала, изображенного на рис. 5.7 только тем, что вместо импульсов постоянного тока (соответствующих поднесущей) будут радиоимпульсы. Ширина спектра при КИМ-АМ считается практически такой же, как ширина спектра одиночного импульса, входящего в состав стартового или рабочего кода [18].

5.3. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ С НЕПРЕРЫВНЫМИ ПОДНЕСУЩИМИ

1. Частотная манипуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (ШИМ-ЧМн-АМ)

Метод ШИМ-ЧМн-АМ используется в каналах радиотелеуправления. Образование передаваемого сигнала иллюстрируется рис. 5.8. На рис. 5.8,*а* показано напря-

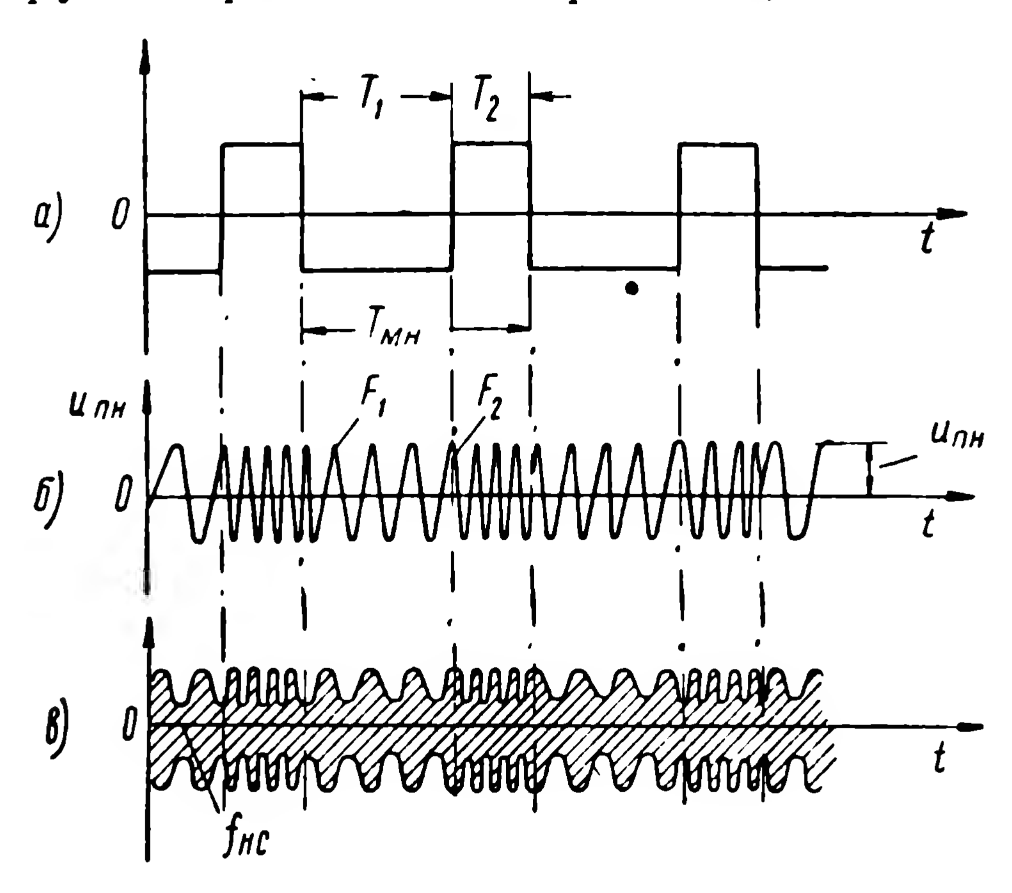


Рис. 5.8. Временные диаграммы, поясняющие образование сигнала ШИМ-ЧМн-АМ:

а — напряжение на выходе датчика; *б* — поднесущая ШИМ-ЧМн; *в* — излучаемый сигнал ШИМ-ЧМн-АМ.

жение на выходе датчика команд. Это напряжение представляет собой импульсы с периодом повторения $T_{мн}$, постоянным для данного радиоканала.

На выходе датчика здесь будет широтно-импульсная модуляция (ШИМ).

Передаваемая команда выражена соотношением длительностей T_1 и T_2 и определяется коэффициентом команды $\chi_к$, причем

$$\chi_к = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}.$$

Импульсы ШИМ преобразуются в частотно-манипулированную поднесущую ШИМ-ЧМн, изображенную на рис. 5.8,*б*.

Структура излучаемого сигнала показана на рис. 5.8,*в*. Известны два способа создания частотно-манипулированной поднесущей:

1) способ двух генераторов (рис. 5.9),
2) способ частотной модуляции (рис. 5.10).

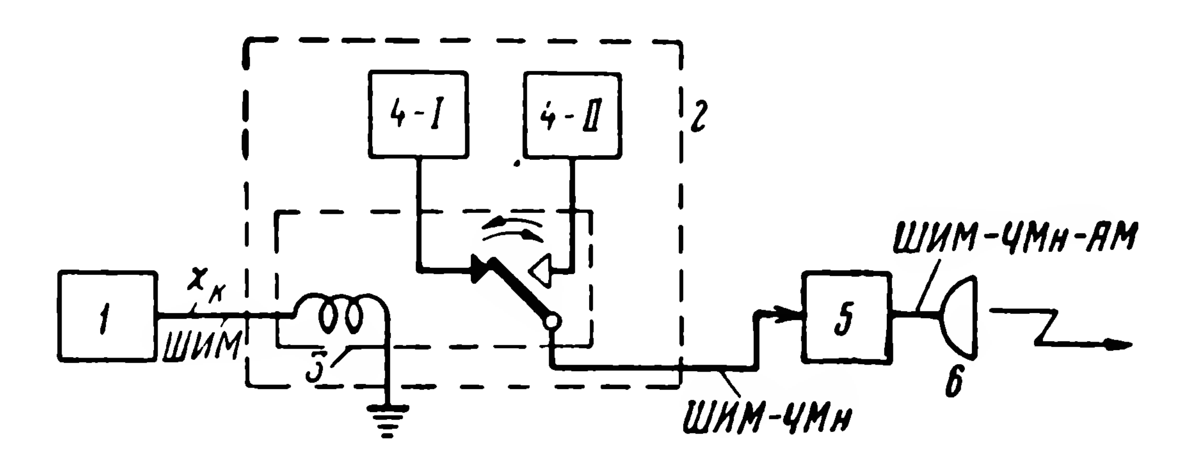


Рис. 5.9. Блок-схема передающего устройства при получении сигнала ШИМ-ЧМн-АМ способом двух генераторов:

1 — датчик команд; *2* — кодирующее устройство; *3* — поляризованное реле; *4-I* и *4-II* — генераторы частот F_1 и F_2; *5* — передатчик; *6* — передающая антенна.

Эти два способа отличаются не только техническим выполнением, но также и спектрами передаваемого сигнала.

Рассмотрим более подробно способ двух генераторов. Здесь частоты F_1 и F_2 генерируются двумя независимыми генераторами. Поэтому в поднесущей (рис. 5.8,*б*) в момент переключения частот нарушается непрерывность колебания. Поднесущая в этом случае может быть представлена как сумма двух последовательностей импульсов, заполненных частотой F_1 или F_2, причем фазы напряжения этих частот независимы (рис. 5.11). Нарушение непрерывности поднесущего колебания обусловливает некоторую условность отнесения этого метода (ШИМ-ЧМн-АМ) к методам модуляции с непрерывной поднесущей.

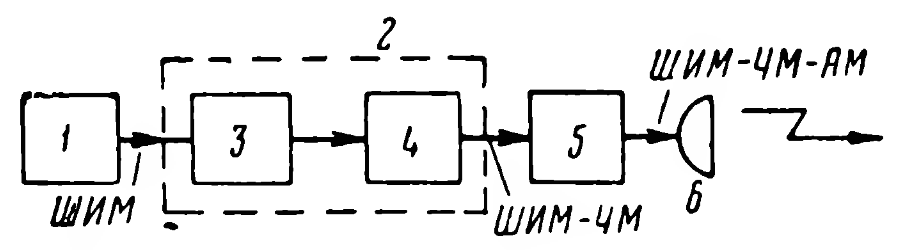


Рис. 5.10. Блок-схема передающего устройства при получении сигнала ШИМ-ЧМ-АМ способом частотной модуляции:

1 — датчик команд; *2* — кодирующее устройство; *3* — частотный модулятор; *4* — частотно-модулируемый генератор поднесущей частоты; *5* — передатчик; *6* — передающая антенна.

Определим спектр поднесущей при постоянном значении коэффициента команды $\chi_к = \text{const}$.

Спектр поднесущей можно найти путем суммирования спектров напряжений, показанных на рис. 5.11,*а* и *б*. Второй из этих спектров, представляющий собой спектр

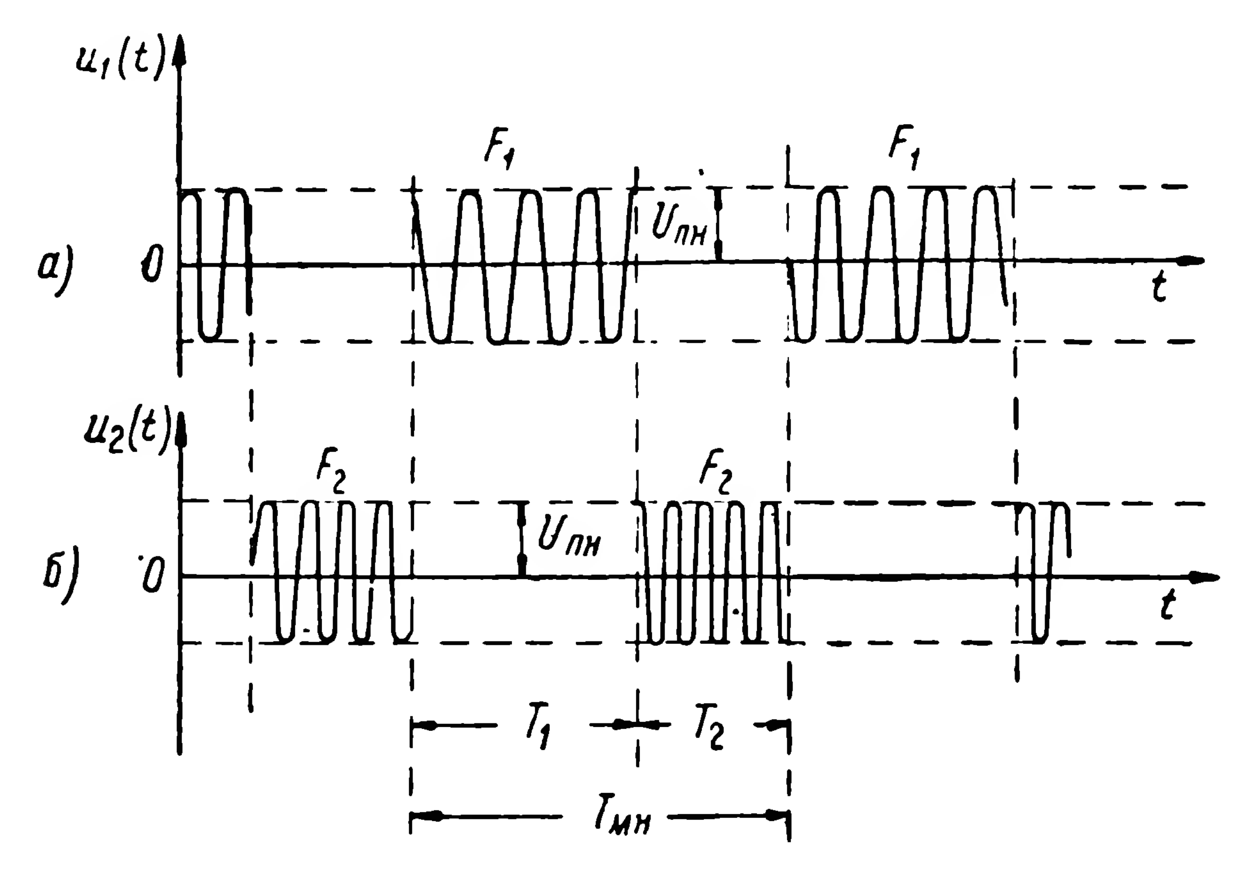


Рис. 5.11. Временные диаграммы составляющих поднесущего колебания при формировании сигнала ШИМ-ЧМн способом двух генераторов.

импульсов с заполнением рис. 5.11,*б* при $T_2 < T_{мн}/2$, определяется с помощью разложения в ряд Фурье

$$u_2(t) = U_{пн}\frac{T_2}{T_{мн}}\cos 2\pi F_2 t +$$

$$+\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_{пн}T_2}{T_{мн}}\left(\frac{\sin\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}{\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}\right)\cos\left[2\pi\left(F_2+\frac{n}{T_{мн}}\right)t-\varphi_n\right]+$$

$$+\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_{пн}T_2}{T_{мн}}\left(\frac{\sin\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}{\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}\right)\cos\left[2\pi\left(F_2-\frac{n}{T_{мн}}\right)t+\varphi_n\right]. \qquad (5.3.1)$$

Это выражение может быть получено по правилу перехода от спектра импульсов постоянного тока к спектру радиоимпульсов, изложенного в п. 1 § 2. Спектр импульсов постоянного тока получим из формулы

(5.2.1) с учетом (5.2.2). При этом заметим, что для рассматриваемого случая $m_{AM}=0$, $U_{0u}=U_{пн}$, $\tau_u=T_2$, $T_i=T_{мн}$ и $a_n=\varphi_n$. Следует отметить, что в формуле (5.3.1) начало отсчета времени принято совпадающим с началом периода частоты заполнения F_2.

Амплитудный спектр процесса $u_1(t)$ может быть получен из следующих соображений. Если из напряжения $u_1(t)$ вычесть непрерывную синусоидальную составляющую с амплитудой $U_{пн}$, частотой F_1 и фазой, равной фазе заполнения $u_1(t)$, то в результате вычитания получим радиоимпульсы с частотой заполнения F_1, огибающая которых полностью совпадает с огибающей $u_2(t)$. Естественно, что спектр этих импульсов (с точностью до фазы) также описывается выражением (5.3.1) с заменой F_2 на F_1. Теперь спектр $u_1(t)$ может быть найден обратным прибавлением гармонической составляющей с частотой F_1 и амплитудой $U_{пн}$. В результате $u_1(t)$ может быть записано в следующем виде:

$$u_1(t)=U_{пн}\frac{T_1}{T_{мн}}\cos 2\pi F_1 t-\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_{пн}T_2}{T_{мн}}\left(\frac{\sin\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}{\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}\right)\times$$

$$\times\cos\left[2\pi\left(F_1+\frac{n}{T_{мн}}\right)t-\varphi_n\right]-$$

$$-\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_{пн}T_2}{T_{мн}}\left(\frac{\sin\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}{\frac{n\pi T_2}{T_{мн}}}\right)\cos\left[2\pi\left(F_1-\frac{n}{T_{мн}}\right)t+\varphi_n\right], \qquad (5.3.2)$$

так как $U_{пн}\cos 2\pi F_1 t-U_{пн}\frac{T_2}{T_{мн}}\cos 2\pi F_1 t=U_{пн}\frac{T_1}{T_{мн}}\cos 2\pi F_1 t$. Таким образом, спектр процесса $u_1(t)$ аналогичен спектру процесса $u_2(t)$ с той лишь разницей, что его ось симметрии сдвинута с частоты F_2 на частоту F_1, а амплитуда средней частоты выходит за огибающую спектра.

На рис. 5.12 приведен спектр поднесущей ШИМ-ЧМн для случая $\chi_к=0{,}5$, т. е. при $T_1=\frac{3}{4}T_{мн}$ и $T_2=\frac{1}{4}T_{мн}$. Наиболее узким спектр поднесущей будет в случае

$\chi_к = 0 \left(T_1 = T_2 = \frac{1}{2} T_{мн} \right)$. В этом случае амплитуды составляющих на частотах F_1 и F_2 одинаковы.

В качестве иллюстрации к сказанному на рис. 5.13,*в* дана фотография спектра поднесущей ШИМ-ЧМн при $\chi_к = 0$, а на рис. 5.13,*а* и *б* — фотографии этого спектра соответственно при $\chi_к = + \frac{1}{3}$ и $\chi_к = - \frac{1}{3}$.

Временные диаграммы и спектры излучаемого сигнала, т. е. сигнала ШИМ-ЧМн-АМ, приведены на рис. 5.14

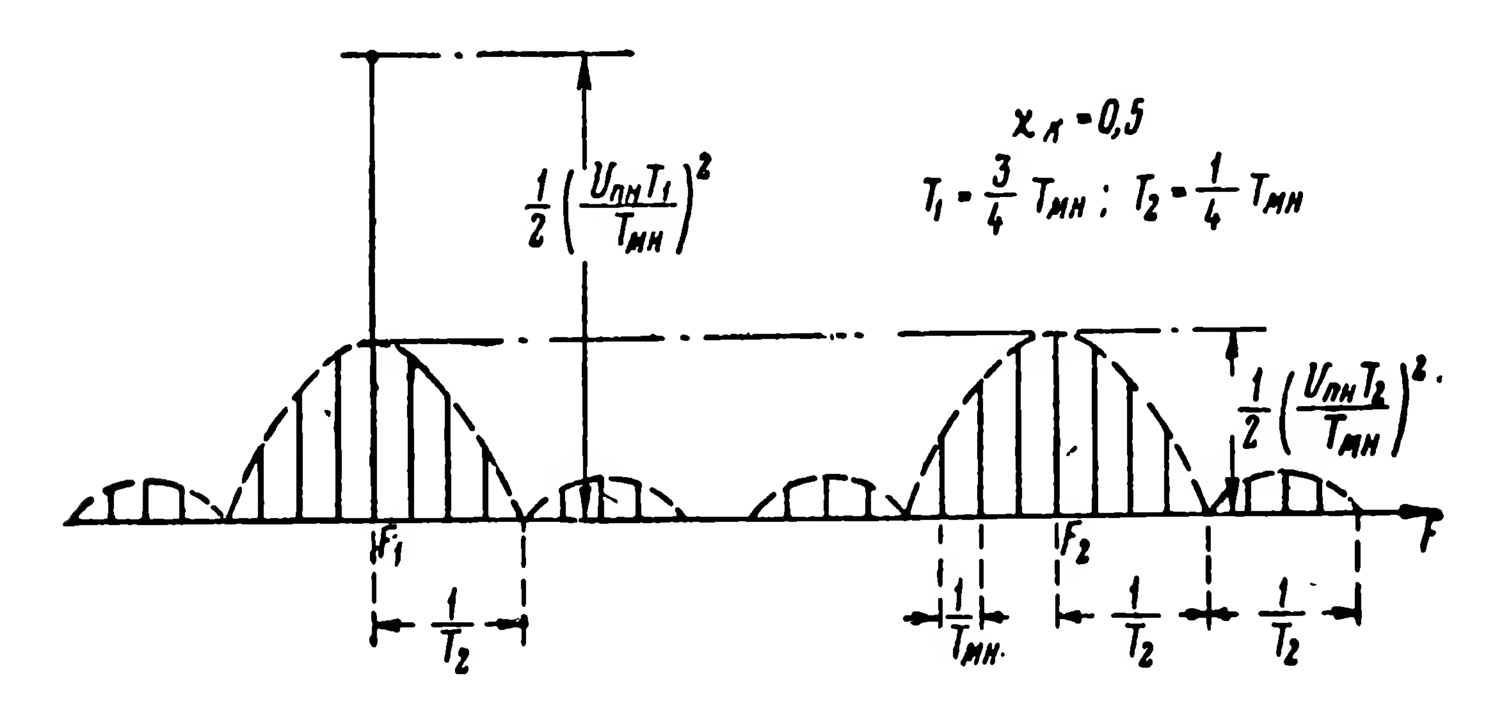


Рис. 5.12. Спектр поднесущей ШИМ-ЧМн при постоянном коэффициенте команды.

и 5.15. На рис. 5.15,*а*, *б* и *в* даны спектры излучаемого сигнала соответственно при $\chi_к < 0$, $\chi_к > 0$ и $\chi_к = 0$. Эти спектры определяются по обычным правилам нахождения спектров амплитудной модуляции.

Рассмотренные спектры соответствовали передаче постоянной команды. Определим теперь спектр поднесущей ШИМ-ЧМн для случая, когда передаваемая команда периодически изменяется по гармоническому закону с частотой $\Omega_м$. Интересующий нас спектр можно получить, используя приведенные выше выражения для спектров широтно-импульсной модуляции.

Спектры поднесущей будут различными в зависимости от характеристики преобразования команды во временные интервалы. На рис. 5.16 и 5.17 показаны соотношения, характерные для преобразования, осуществляемого с помощью пилообразных импульсов. Пусть

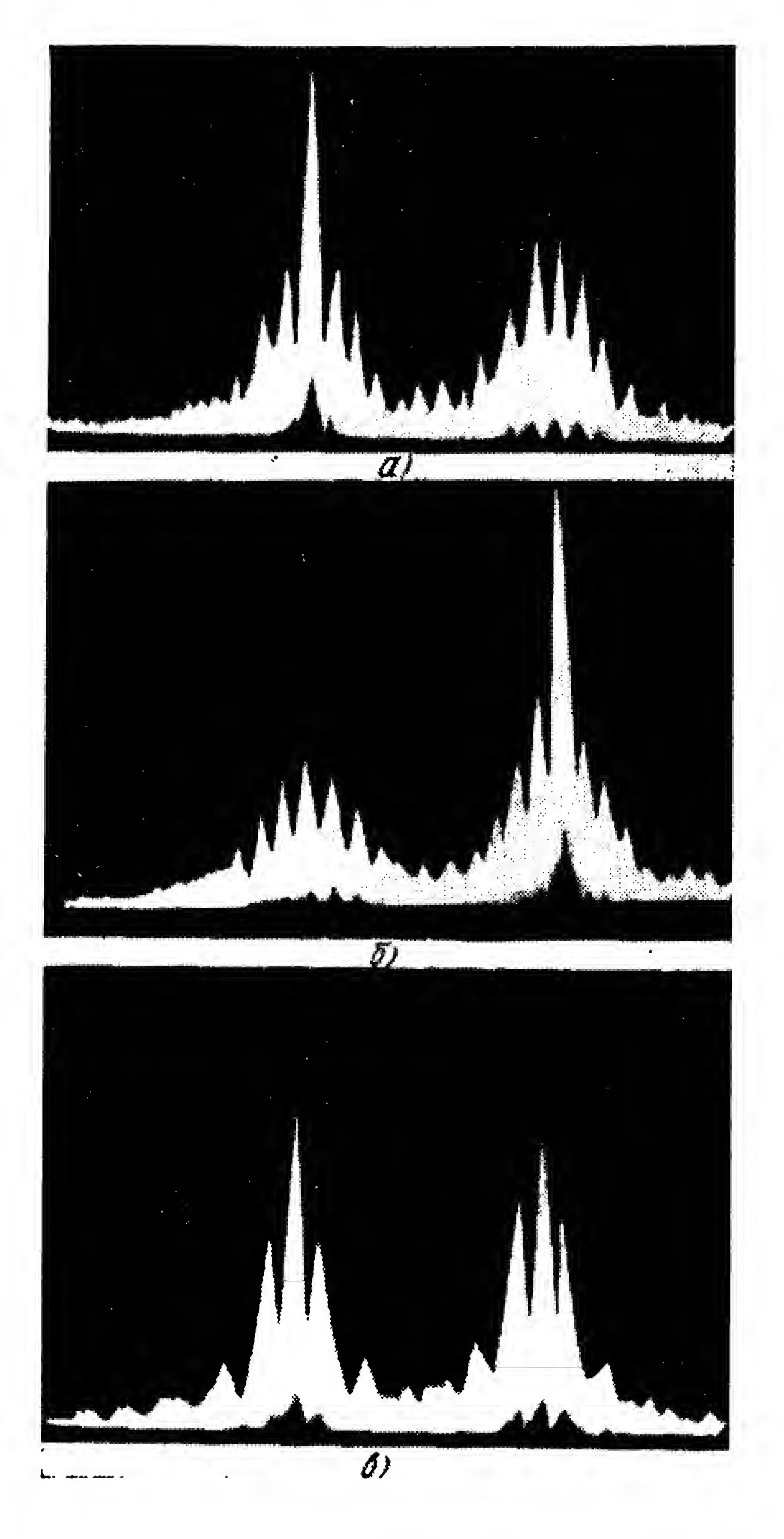
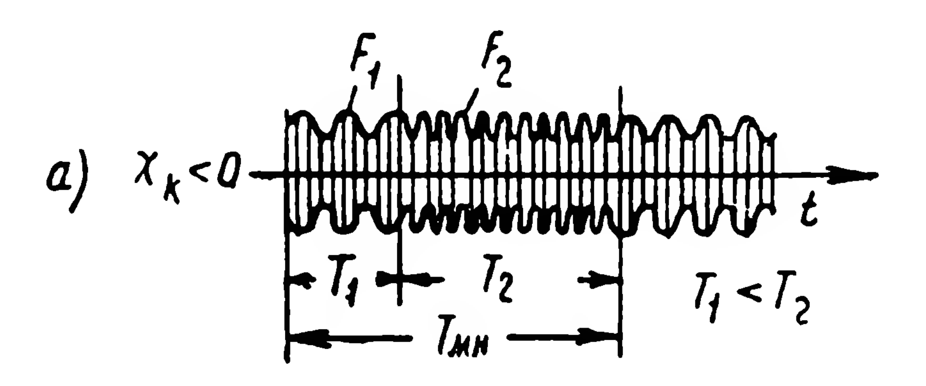


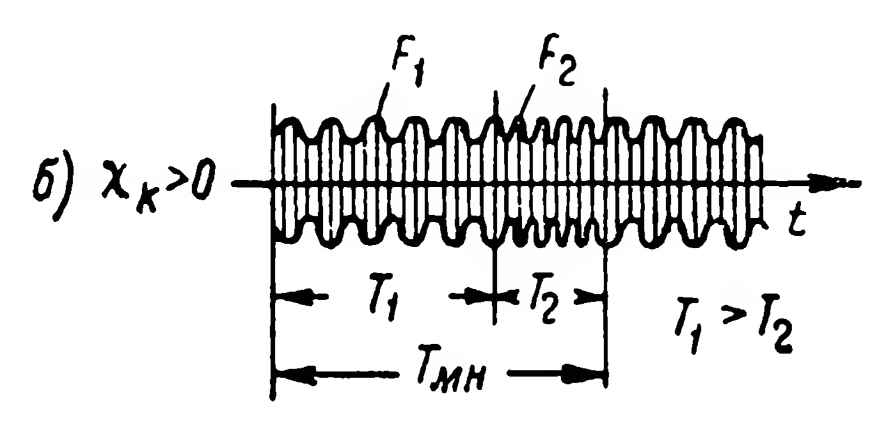
Рис. 5.13. Фотография спектра поднесущей ШИМ-ЧМн с экрана анализатора спектра. Период повторения $T_{мн} = 0{,}02$ *сек*, частоты заполнения: $F_1 = 1\,000$ *гц*, $F_2 = 1\,550$ *гц*; *а* — при $\chi_к = +\frac{1}{3}$; *б* — при $\chi_к = -\frac{1}{3}$; *в* — при $\chi_к = 0$.

с датчика команд на преобразователь подается напряжение

$$u_= + U_{кm} \sin(\Omega_м t + \theta_м) = u_= + u_к(t).$$

При форме пилообразных импульсов, показанных на рис. 5.16, спектр поднесущей соответствует ОШИМ-1, а на рис. 5.17 — ШИМ-1. В первом случае спектр последовательности $u_1(t)$ может быть представлен выражением (5.2.26).





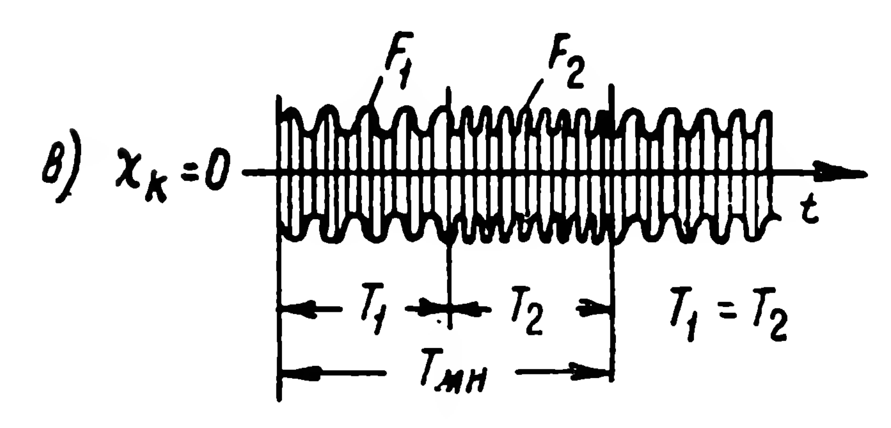


Рис. 5.14. Временные диаграммы сигнала ШИМ-ЧМн-АМ:
а — при $\chi_к < 0$; *б* — при $\chi_к > 0$; *в* — при $\chi_к = 0$.

Спектр последовательности $u_1'(t)$ (рис. 5.16,*г*) можно определить, если использовать соотношение

$$u_1'(t) = u_1(t) \cos 2\pi F_1 t. \tag{5.3.3}$$

Последовательность $u_2(t)$ найдем через последовательность $u_1(t)$ с помощью выражения

$$u_2(t) = U_и - u_1(t), \tag{5.3.4}$$

где $U_и$ — амплитуда импульсов.

После этого можно определить $u_2'(t)$

$$u_2'(t) = u_2(t) \cos 2\pi F_2 t. \qquad (5.3.5)$$

Полное напряжение поднесущего колебания записывается следующим образом:

$$u_{\text{пн}}(t) = u_1'(t) + u_2'(t). \qquad (5.3.6)$$

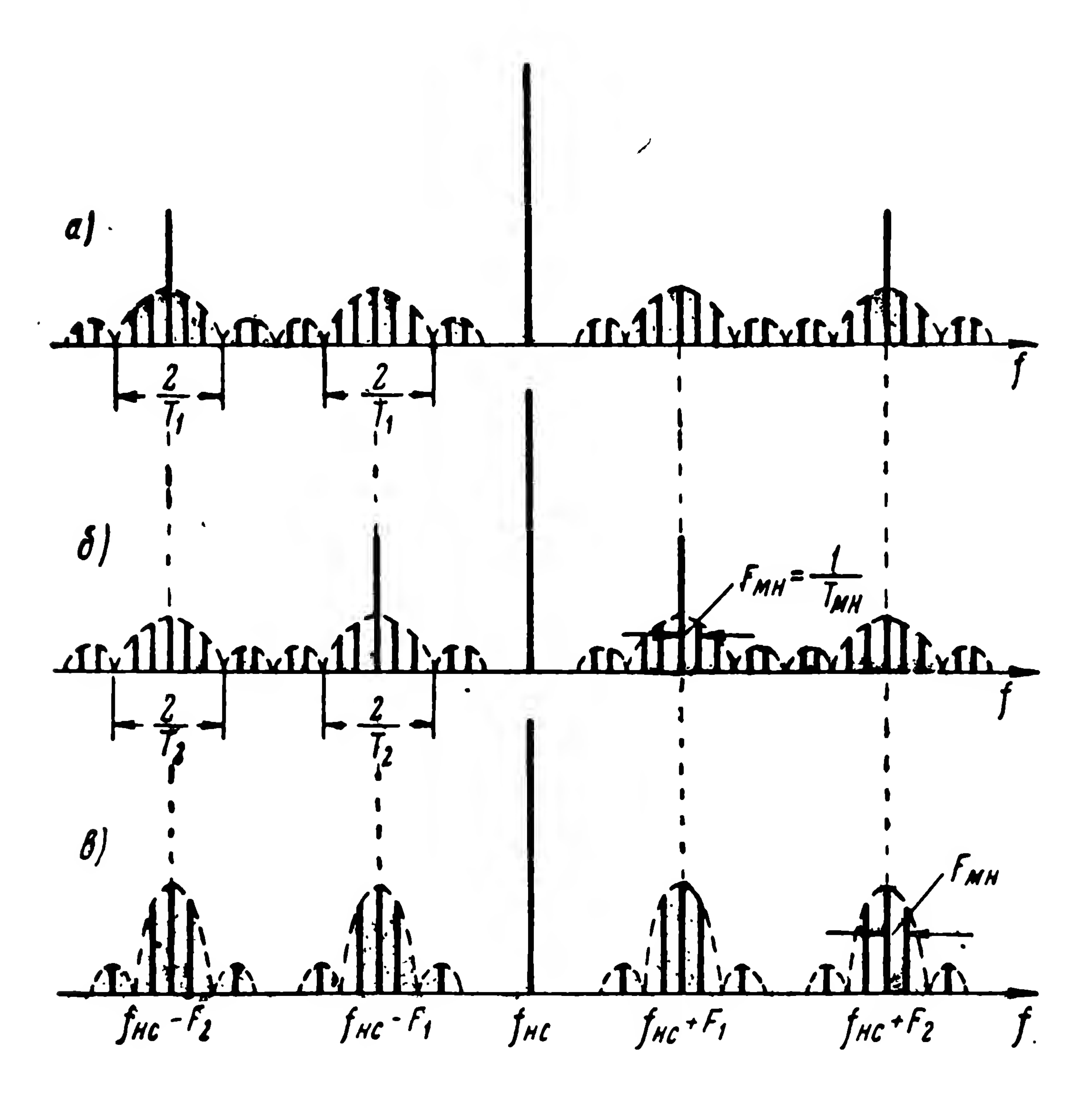


Рис. 5.15. Спектры излучаемого сигнала ШИМ-ЧМн-АМ:
а — при $\chi_К < 0$; *б* — при $\chi_К > 0$; *в* — при $\chi_К = 0$.

Из выражений (5.3.3) — (5.3.6) получим

$$u_{\text{пн}}(t) = u_1(t) \cos 2\pi F_1 t + U_u \cos 2\pi F_2 t - u_1(t) \cos 2\pi F_2 t. \qquad (5.3.7)$$

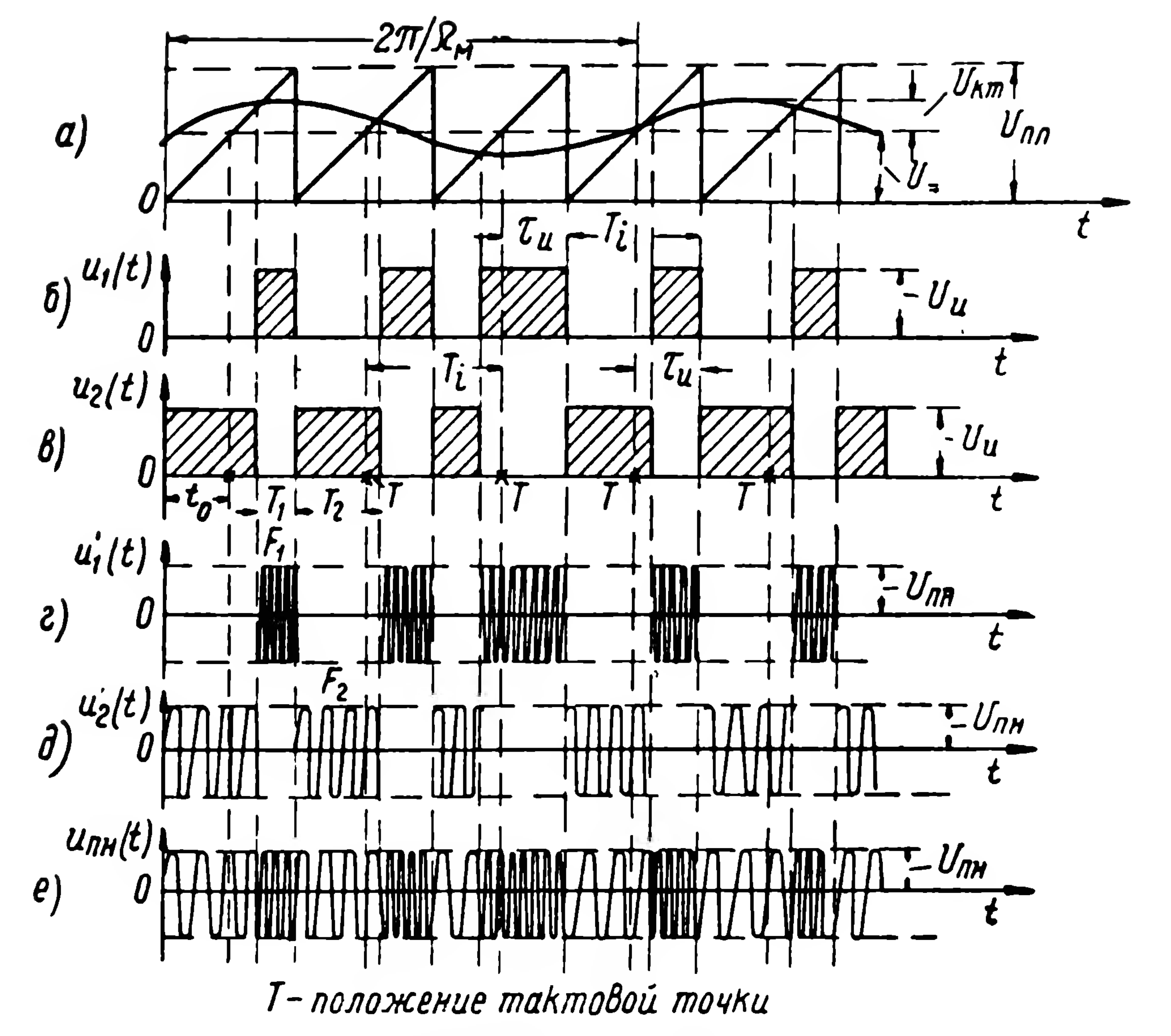


Рис. 5.16. Преобразование сигнала команды в соотношение временных интервалов с помощью несимметричного пилообразного напряжения.

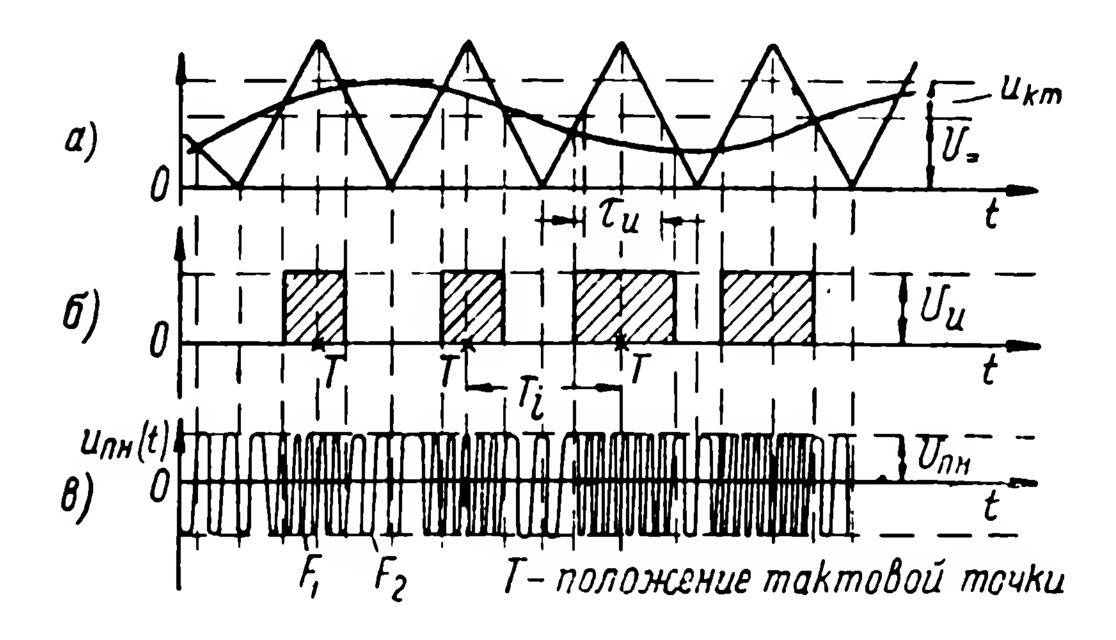


Рис. 5.17. Преобразование сигнала команды в соотношение временных интервалов с помощью симметричного пилообразного напряжения.

Теперь остается вместо $u_1(t)$ подставить выражение (5.2.26). При подстановке следует иметь в виду, что в нашем случае

$$T_i = T_{мн},\ \Omega_i = 2\pi F_{мн} = \frac{2\pi}{T_{мн}} \text{ и } \Delta\tau_{макс} = U_{кт}\frac{T_i}{U_{пл}},$$

где $U_{пл}$ — амплитуда пилообразных импульсов;

τ_u — определяется выбором среднего уровня передаваемой команды и связано с постоянным напряжением $u_=$ следующей формулой:

$$\tau_u = T_i\left(1 - \frac{u_=}{U_{пл}}\right).$$

В частном случае, когда $u_= = \frac{1}{2}U_{пл}$, имеем $\tau_u = \frac{T_i}{2}$ и среднее значение индекса команды $\overline{\chi}_к = 0$. При отсутствии переменной составляющей $u_к(t)$ в напряжении на выходе датчика команд $\Delta\tau_{макс} = 0$ и спектр поднесущей определяется суммой выражений (5.3.1) и (5.3.2), соответствующих случаю постоянной команды. Графическое изображение амплитуд спектра поднесущей при гармонически меняющейся команде может быть получено из рис. 5.12, если в состав спектра, изображенного на этом рисунке, добавить составляющие боковых частот модуляции ОШИМ-1.

Если для преобразования напряжения с датчика команды во временные интервалы используются симметричные пилообразные импульсы (рис. 5.17), то положение тактовых точек T в широтно-модулированной последовательности (рис. 5.17,*б*) совпадает с осью симметрии импульсов. Здесь имеет место двусторонняя несимметричная широтно-импульсная модуляция. Однако если частота модулирующего напряжения мала ($\Omega_м \ll 2\pi/T_i$), то несимметрия будет незначительной и ею можно пренебречь. В этом случае последовательность импульсов рис. 5.17,*б* можно рассматривать как соответствующую симметричной ШИМ-1.

Пользуясь выражением (5.2.27) и проведя преобразования тем же путем, что и в предыдущем случае, можно найти спектр напряжения поднесущей ШИМ-ЧМн.

В заключение настоящего раздела остановимся коротко на втором возможном методе создания поднесу-

щей (методе частотной модуляции), которому соответствует схема на рис. 5.10. В момент изменения частоты непрерывность поднесущего колебания здесь сохраняется. Спектр поднесущей в этом случае определяется как спектр частотно-модулированного колебания при прямоугольной форме модулирующего сигнала (см., например, [4]). Поэтому на рис. 5.10 для рассматриваемого поднесущего колебания введено обозначение ШИМ-ЧМ в отличие от обозначения ШИМ-ЧМн, которое использовано в схеме рис. 5.9.

Метод частотной модуляции имеет меньшее практическое значение, чем метод двух генераторов. Это объясняется технической трудностью осуществления частотной модуляции низкочастотного генератора с относительной девиацией частоты, составляющей десятки процентов.

Метод двух генераторов позволяет получить более простое техническое решение задачи.

2. Кодово-частотная модуляция поднесущей и амплитудная модуляция несущей (КЧМ-АМ)

При кодово-частотной модуляции команда передается в виде двоичного числа, различным разрядам которого соответствуют различные частоты. Совокупность этих частот образует рабочий код. Число частот должно быть равно числу разрядов кода. Наличие в составе сигнала данной частоты F_q соответствует «1» в q-м разряде, а отсутствие соответствует «0».

Частоты, отображающие различные разряды кода, могут быть наложены в качестве поднесущих на несущее колебание радиоканала методом АМ как одновременно, так и последовательно. В первом случае будет иметь место параллельный рабочий двоичный код, а во втором случае — последовательный. При числе позиций кода $n_{кд} \geqslant 3 \div 4$ практическое значение имеет только второй случай, так как при одновременном наложении нескольких поднесущих частот глубина амплитудной модуляции несущего колебания для каждой из этих частот должна выбираться в соответствии со следующим соотношением:

$$m_{пн\,q} \leqslant \frac{m_{АМ\,макс}}{n_{кд}}, \qquad (5.3.8)$$

где $m_{АМ\,макс}$ — максимально допустимая глубина модуляции, определяемая условием отсутствия нелинейных искажений ($m_{АМ\,макс} = 0{,}8 \div 0{,}9$);

$m_{пн\,q}$ — глубина модуляции для q-й частоты, соответствующей q-му разряду кода.

Следовательно глубина модуляции для каждой из поднесущих частот при $n_{кд} \geqslant 3 \div 4$ будет невелика.

В случае последовательного во времени наложения поднесущих частот на несущее колебание радиоканала для каждой из этих частот имеют место наиболее выгодные условия, так как здесь может быть обеспечено выполнение равенства

$$m_{пн\,q} = m_{АМ\,макс}.$$

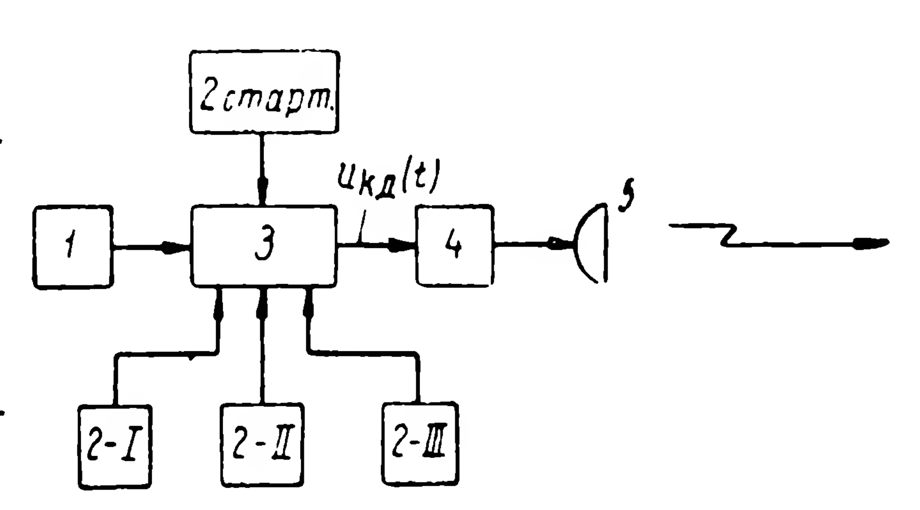


Рис. 5.18. Блок-схема радиопередающего устройства при КЧМ-АМ:

1 — датчик команд; 2 старт, 2-I, 2-II и 2-III — генераторы поднесущих частот $F_{старт}$ F_I, F_{II} и F_{III} — соответственно; 3 — кодирующее устройство; 4 — передатчик; 5 — передающая антенна.

Возможная блок-схема радиопередающего устройства для случая КЧМ-АМ приведена на рис. 5.18. При практическом осуществлении КЧМ-АМ с целью упрощения приемного тракта отдельные посылки команд так же, как в случае КИМ-АМ, удобно разделять стартовыми сигналами с частотой модуляции $F_{старт}$. Временная структура излучаемого сигнала КЧМ-АМ при использовании последовательного рабочего двоичного кода с $n_{кд}=3$ изображена на рис. 5.19. На этом рисунке первая посылка команды соответствует передаче командного сигнала 111, а вторая 100. Временные диаграммы, изображенные на рис. 5.19, приведены для случая, когда радиоканал работает с непрерывным излучением несущей. В этом случае в радиоприемном устройстве можно использовать систему АРУ.

В двоичной системе кодирования возможное количество (ассортимент) команд $N_к$ при числе разрядов кода $n_{кд}=3$ согласно формуле (5.2.35) равно 8 (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111). При этом командный сигнал 000

может быть передан только при условии использования стартовой посылки. Напряжение на выходе кодирующего устройства (в схеме рис. 5.18, блок 3) $u_{кд}(t)$ для случая периодической передачи единицы только в одном

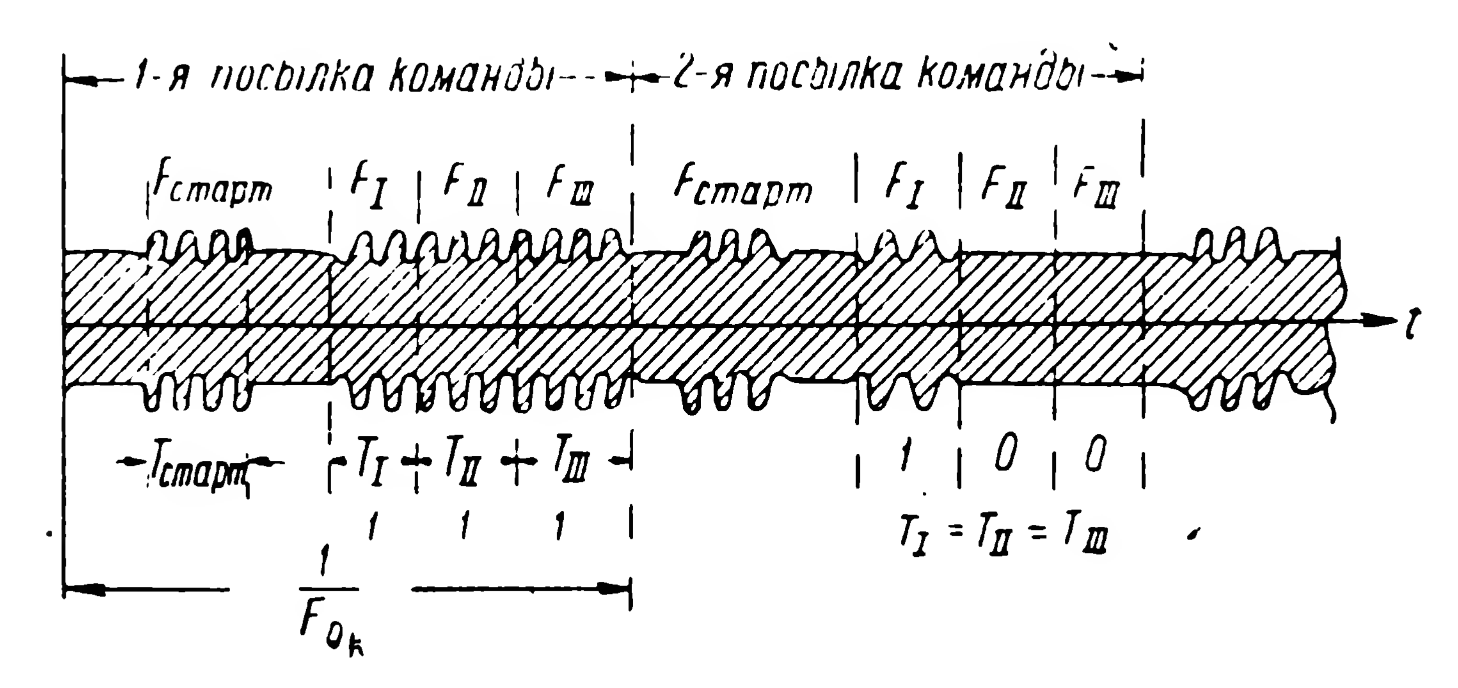


Рис. 5.19. Осциллограмма сигнала при КЧМ-АМ с последовательным рабочим двоичным кодом.

F_I, F_{II} и F_{III} — три низких частоты, соответствующие первому, второму и третьему разрядам рабочего кода.

(q-м) разряде кода и при отсутствии стартовых посылок может быть записано в следующем виде:

$$u_{кд}(t) = U_{пн} F_{0к} \tau_q \sin(2\pi F_q) t +$$

$$+ U_{пн} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \pi n F_q \tau_q}{\pi n} [\sin 2\pi (F_q + nF_{0к}) t +$$

$$+ \sin 2\pi (F_q - nF_{0к}) t], \qquad (5.3.9)$$

где $F_{0к}$ — частота повторения команды;

τ_q — время, отведенное на передачу q-го разряда кода;

F_q — частота, соответствующая q-му разряду кода;

$U_{пн}$ — амплитуда напряжения поднесущей частоты.

На рис. 5.20 даны спектры сигнала КЧМ-АМ (в состав которого входит и стартовая посылка) для всех восьми возможных команд. Каждый из спектров рис. 5.20 соответствует случаю периодической передачи одной из восьми возможных команд с частотой $F_{0к}$. Аналитические выражения этих спектров определяются с помощью формулы (5.3.9).

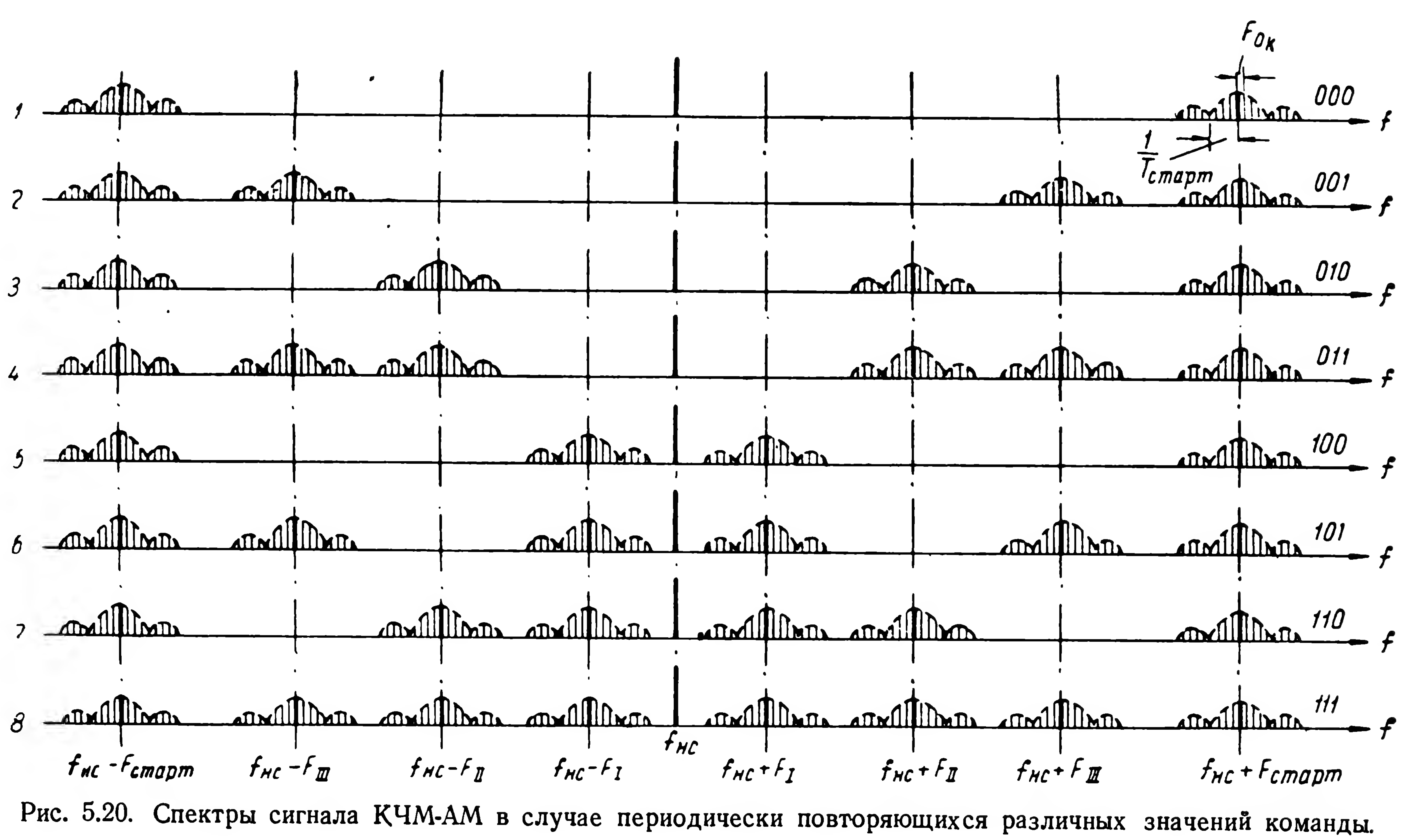


Рис. 5.20. Спектры сигнала КЧМ-АМ в случае периодически повторяющихся различных значений команды.

3. Модуляция сигнала при управлении в радиозоне

В гл. 3 при рассмотрении системы управления в радиозоне использовались спектральные характеристики радиосигнала на входе радиоприемного устройства. Временная структура этого сигнала дана на рис. 3.5,*а*. Покажем, как могут быть определены соответствующие спектры.

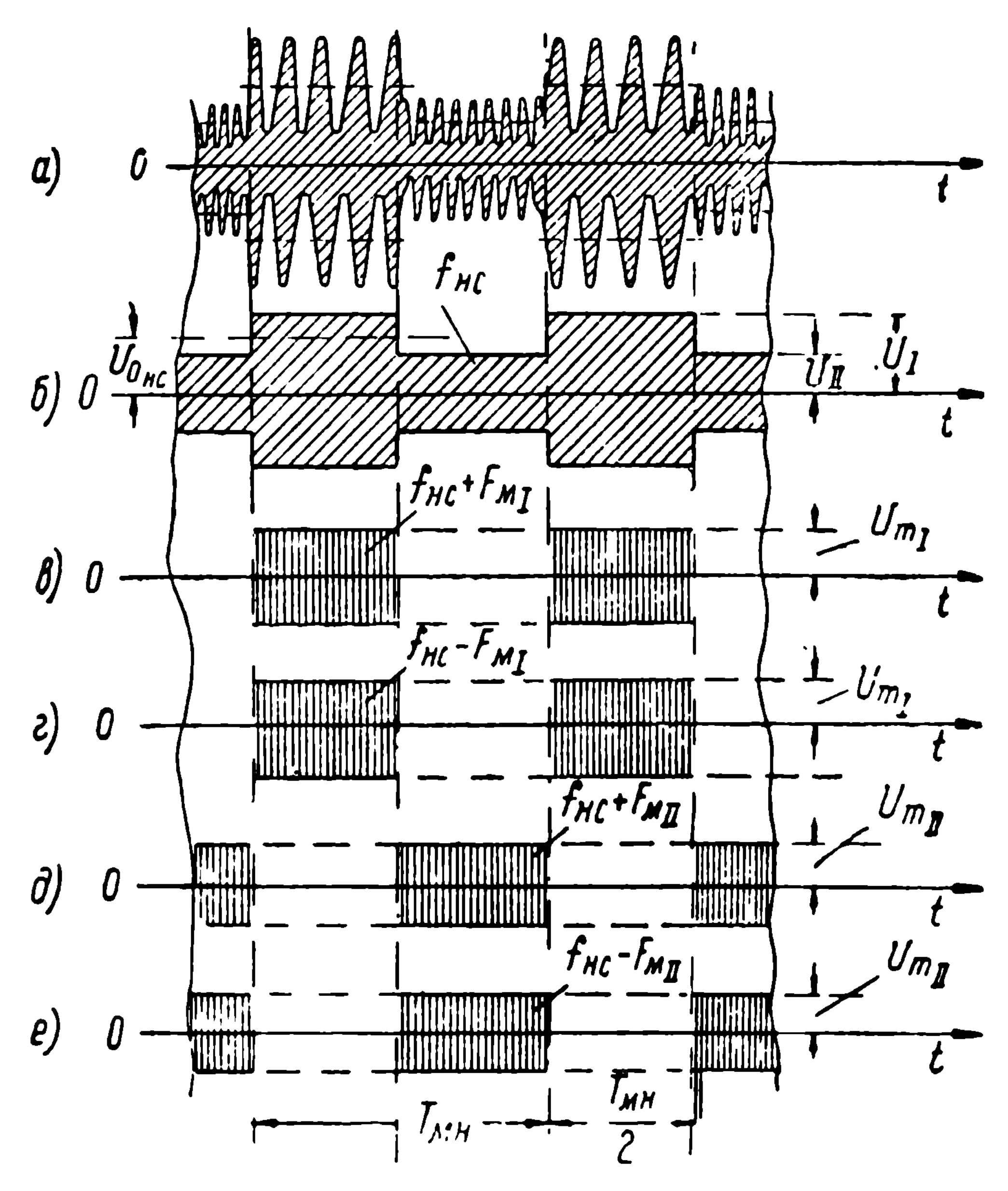


Рис. 5.21. Образование сигнала при управлении в радиозоне.

Рассмотрим случай, когда значение угла визирования снаряда $\psi_c > 0$. Временной процесс, изображенный на рис. 5.21,*а*, можно представить как сумму, составленную из процессов, изображенных на рис. 5.21,*б*, *в*, *г*, *д*, *е*.

Первая составляющая, изображенная на рис. 5.21,*б*, представляет собой несущую, промодулированную по амплитуде. Огибающая модуляции имеет прямоугольную форму. Среднее значение амплитуды несущего колебания $U_{0нс} = \frac{U_I + U_{II}}{2}$.

Глубина модуляции определяется как

$$m_{\text{АМ}} = \left| \frac{U_{\text{I}} - U_{\text{II}}}{U_{\text{I}} + U_{\text{II}}} \right|. \tag{5.3.10}$$

Значение $m_{\text{АМ}}$ меняется в зависимости от значения угла $\psi_{\text{с}}$. При $\psi_{\text{с}} = 0$ получим $U_{\text{II}} = U_{\text{I}} = U_{0\text{нс}}$ и $m_{\text{АМ}} = 0$. Остальные четыре составляющие *в*, *г*, *д*, *е* представляют собой периодические последовательности радиоимпульсов с постоянным периодом повторения $T_{\text{мн}}$ и длительностью равной $T_{\text{мн}}/2$. Составляющие *в* и *г* отличаются между собой частотой заполнения импульсов $f_{\text{нс}} + F_{\text{мI}}$ и $f_{\text{нс}} - F_{\text{мI}}$. Составляющие *д* и *е* имеют частоты заполнения $f_{\text{нс}} + F_{\text{мII}}$ и $f_{\text{нс}} - F_{\text{мII}}$ соответственно.

Справедливость проведенного разложения сигнала (рис. 5.21,*а*) на пять рассмотренных составляющих можно проверить путем обратного суммирования. В первой половине периода $T_{\text{мн}}$ будут суммироваться составляющие *б*, *в* и *г*. Как известно, сумма трех гармонических колебаний с частотами $f_{\text{нс}}$, $f_{\text{нс}} - F_{\text{мI}}$ и $f_{\text{нс}} + F_{\text{мI}}$ при определенном соотношении амплитуд и фаз представляет собой амплитудно-модулированное колебание, т. е. в результате сложения получим осциллограмму, соответствующую одной половине периода $T_{\text{мн}}$ (рис. 5.21,*а*). Аналогичный результат даст суммирование составляющих *б*, *д* и *е* для второй половины периода $T_{\text{мн}}$. Значения амплитуд и фаз составляющих могут быть установлены на основе известного соотношения для амплитудно-модулированного колебания, записанного для половины периода $T_{\text{мн}}$

$$u_{\text{I,II}}(t) = U_{\text{I,II}}[1 + m_{\text{пн}} \cos(2\pi F_{\text{мI,II}} t + \varphi_{\text{I,II}})] \sin(2\pi f_{\text{нс}} t + \xi) =$$
$$= U_{\text{I,II}} \sin(2\pi f_{\text{нс}} t + \xi) +$$
$$+ \frac{m_{\text{пн}} U_{\text{I,II}}}{2} \sin[2\pi(f_{\text{нс}} + F_{\text{мI,II}}) t + \varphi_{\text{I,II}} + \xi] +$$
$$+ \frac{m_{\text{пн}} U_{\text{I,II}}}{2} \sin[2\pi(f_{\text{нс}} - F_{\text{мI,II}}) t + \xi - \varphi_{\text{I,II}}], \tag{5.3.11}$$

где $m_{пн}$ — глубина амплитудной модуляции несущего колебания поднесущими с частотой $F_{мI}$ или $F_{мII}$.

Из этого выражения следует, что амплитуда импульсов в последовательностях *в* и *г* U_{mI} должна быть равна $\frac{m_{пн}U_I}{2}$, а в последовательностях *д* и *е* $U_{mII}=\frac{m_{пн}U_{II}}{2}$.

Спектр процесса (рис. 5.21,*а*) можно теперь рассматривать как сумму спектров составляющих процессов *б*, *в*, *г*, *д* и *е*.

Спектры составляющих процессов *в*, *г*, *д*, *е* определяются с помощью известных формул для спектров периодически повторяющихся радиоимпульсов, причем эти формулы следует здесь использовать для того частного случая, когда длительность импульса равна половине периода повторения.

Спектр составляющей *б* определяется как спектр амплитудной модуляции несущего колебания суммой гармонических колебаний. Сумма этих гармонических колебаний устанавливается в результате разложения в ряд Фурье прямоугольной огибающей.

Спектр сигнала, получающийся в результате суммирования составляющих спектра, показан на рис. 3.5,*б*. Спектры для случаев $\psi_c=0$ и $\psi_c<0$ вычисляются аналогично.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

6.1. ПРИНЦИПЫ РАДИОТЕЛЕМЕТРИИ

1. Назначение радиотелеметрических систем и основные требования к ним

При летных испытаниях управляемых снарядов, а во многих случаях и пилотируемых самолетов, необходимо иметь непрерывные и точные данные о величине и изменении во времени различных параметров, характеризующих режим и условия полета. Эти параметры могут быть механическими, тепловыми, электрическими и т. д. Так, например, во время испытательных полетов обычно необходимо контролировать деформации и вибрации в тех или иных узлах конструкции управляемого снаряда, температуру в различных местах снаряда, значения углов атаки, угловые скорости поворотов снаряда, перемещения рулей, напряжения управляющих сигналов и т. д. Результаты измерений должны автоматически записываться (регистрироваться) на контрольном пункте с последующей обработкой и анализом данных автоматической записи.

Задача непрерывного и одновременного контроля большого числа разнообразных параметров наиболее просто решается путем использования специальной многоканальной радиолинии. По радиолинии передаются все необходимые данные с борта испытываемого объекта (например, управляемого снаряда) на приемный (контрольный) пункт, размещенный обычно на поверхности земли. Такие радиолинии называют р а д и о т е л е м е т р и ч е с к и м и.

Радиотелеметрические линии входят в состав радиотелеметрических систем. Под радиотелеметрической системой понимается весь комплекс технических устройств, с помощью которых обеспечивается измерение, передача результатов измерения, их последующая дешифрация и обработка.

Радиотелеметрические системы большое значение имеют и для измерений на искусственных спутниках Земли и космических ракетах, а также на шарах-зондах и высотных исследовательских ракетах.

Грандиозные достижения Советского Союза в области запуска искусственных спутников Земли и в области космических ракет оказались возможными, в частности, благодаря высокому уровню отечественной радиотелеметрической техники.

В работах [12, 61] показано, что основные требования к радиотелеметрическим системам и линиям сводятся обычно к следующему:

1. Одновременное измерение многих разнообразных физических величин, число которых достигает в современных радиотелеметрических системах нескольких десятков.

2. Относительно высокая точность измерений. При количественном измерении обычно допускаются ошибки, не превышающие 1—3% [12]. В специальных случаях оказывается необходимым обеспечить точности до 0,1—0,3%.

3. Одновременная передача сообщений с весьма разнообразными частотными спектрами. По ширине частотного спектра различают две основные группы сообщений, передаваемых через радиотелеметрические линии. Первая группа представляет собой медленно изменяющиеся сообщения (колебания температуры, движения корпуса снаряда относительно центра тяжести и др.). Ко второй группе относятся быстроизменяющиеся сообщения (вибрации конструкции при работе двигателя, изменения напряженности электромагнитного поля на входе радиоприемных устройств и др.). Ширина спектра сообщений первой группы обычно не превышает нескольких герц, а ширина спектров сообщений второй группы достигает сотен герц. Ассортимент сообщений первой группы в большинстве случаев значительно шире ассортимента сообщений второй группы.

4. Радиопередающее устройство в радиотелеметрической линии должно быть максимально простым, экономичным, иметь минимальный вес и габариты. В случае использования на управляемом снаряде к этому устройству предъявляются жесткие требования обеспечения высокой надежности в трудных условиях эксплуатации, аналогичные требованиям к бортовой аппаратуре радиотехнических звеньев (§ 4.4). Передающее устройство радиотелеметрической линии должно проектироваться как прибор разового действия.

Следует отметить, что к аппаратуре приемной части радиотелеметрической системы предъявляются обычно значительно менее жесткие эксплуатационные и конструктивные требования. Приемная аппаратура проектируется как аппаратура многоразового действия.

5. Данные радиотелеметрии должны быть записаны в форме, достаточно удобной для последующей обработки. Во многих случаях предъявляются требования обеспечения автоматической дешифрации, а также долговременного хранения результатов записи.

2. Общая блок-схема радиотелеметрической системы, ее основные элементы и их характеристики

Общая блок-схема n-канальной радиотелеметрической системы приведена на рис. 6.1. Рассмотрим основные элементы этой схемы.

Измеряемые физические величины S_1, S_2, ..., S_j, ..., S_n подаются на вход датчиков *1*. Назначение датчиков состоит в преобразовании измеряемых величин в форму, удобную для дальнейшей передачи через радиотелеметрическую систему. В зависимости от метода модуляции, используемого в радиотелеметрической линии, более удобными могут оказаться датчики с различными видами выходных величин. Наиболее широко используются датчики с выходными величинами следующего вида: электрический сигнал, переменное сопротивление и переменная индуктивность. Иногда применяются также датчики с выходной величиной в виде переменной емкости. Те датчики, в которых измеряемая величина преобразуется в электрические параметры (сопротивления, индуктивности или емкости), будем называть параметрическими датчиками. Датчики с выходной величиной в виде электрического сигнала разде-

ляются на две группы: **генераторные датчики** и **датчики напряжений**. В генераторных датчиках отсутствует внешний источник питания, и измеряемая величина непосредственно преобразуется в электрический сигнал. Типичным примером подобных датчиков является термопара. Датчик напряжений преобра-

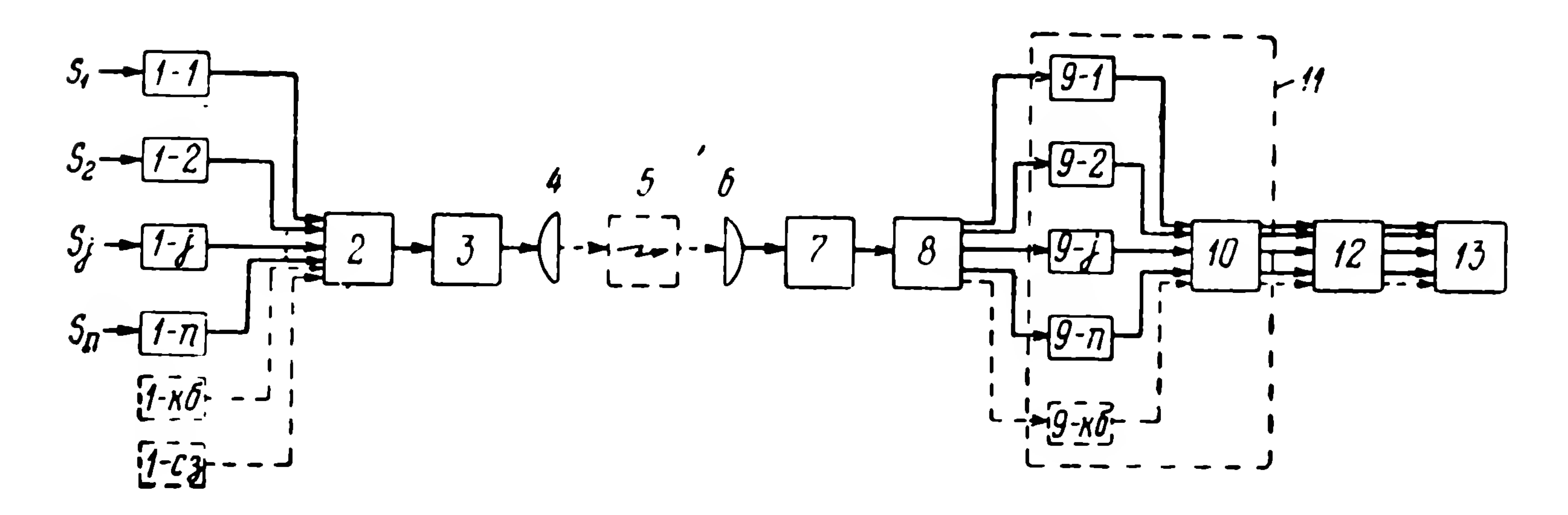


Рис. 6.1. Блок-схема радиотелеметрической системы:

1-(*1,2,. . ., j, n*) — датчики (преобразователи сообщений); *1-кб* — датчик калибровочного сигнала; *1-сэ* — датчик синхронизирующего сигнала; *2* — суммирующее и кодирующее устройства; *3* — радиопередающее устройство; *4* — передающая антенна; *5* — трасса радиолинии; *6* — приемная антенна; *7* — радиоприемное устройство; *8* — селектор (разделитель) каналов; *9*-(*1,2,. . ., j,*) — канальные демодуляторы; *9-кб* — демодулятор калибровочного сигнала; *10* — регистрирующее (записывающее устройство); *11* — восстановитель сообщений; *12* — дешифрирующее устройство; *13* — получатель сообщений (оператор); S_j — физические величины (температуры, вибрации и т. д.), информация о которых передается через радиотелеметрическую линию.

зует напряжение источника питания в электрический сигнал, пропорциональный измеряемой величине.

В общем случае датчик включает в себя электрическую схему, в которой работает чувствительный элемент. В частных случаях датчик может состоять только из чувствительного элемента. Связь между выходной величиной датчика и измеряемым параметром обычно стремятся сделать линейной. Однако возможны случаи, когда амплитудная характеристика датчика специально делается нелинейной, чтобы увеличить масштаб наиболее важной части диапазона измерений.

Следует отметить, что основная ошибка измерения при радиотелеметрии во многих случаях определяется погрешностями самих датчиков. В зависимости от типа и назначения датчиков вносимая ими ошибка может достигать 3—5% [61, 12]. Для повышения точности перед испытаниями производится калибровка датчиков.

Рассмотрим следующий элемент блок-схемы рис. 6.1 — *суммирующее и кодирующее устройства* (блок *2*). Функция этих устройств состоит в формировании суммарного сигнала, в котором в том или ином виде отображены сообщения, поступающие от всех датчиков.

Суммарным сигналом осуществляется модуляция несущего колебания радиопередающего устройства (рис. 6.1, блок *3*). Поэтому выходной сигнал суммирующего и кодирующего устройств можно назвать модулирующим сигналом.

Датчики, суммирующее и кодирующее устройства и радиопередающее устройство вместе с антенно-фидерной системой составляют *комплекс бортовой аппаратуры*.

Принцип действия и схема суммирующего и кодирующего устройства зависят от применяемого в радиотелеметрической линии метода модуляции поднесущих колебаний и способа разделения каналов. В телеметрических линиях используются два основных способа разделения каналов: *частотный* и *временной*.

В радиолиниях с частотным разделением каналов измеряемые величины в кодирующем устройстве модулируют электрические напряжения различных (поднесущих) частот. Каждому контролируемому параметру соответствует своя поднесущая частота. Полученные электрические напряжения суммируются и поступают на модулятор радиопередающего устройства. На приемном конце радиолинии на выходе приемника происходит разделение этих напряжений с помощью настроенных (полосовых) фильтров. Совокупность таких фильтров и будет являться селектирующим устройством при частотном разделении каналов (рис. 6.1, блок *8*).

В системах с временным разделением каналов датчики подключаются к радиопередающему устройству поочередно с помощью соответствующего *коммутатора каналов*.

На приемном конце радиолинии основным элементом селектирующего устройства при временном разделении каналов в общем случае также является коммутатор или селектор каналов, работающий синхронно с коммутатором передающего устройства. Для обеспечения синхронизации через радиолинию должен передаваться соответствующий синхронизирующий сигнал. Подобный сиг-

нал может формироваться специальным датчиком (на рис. 6.1, датчик *сз*).

Широко распространены также радиотелеметрические линии с комбинированным разделением каналов. При этом все каналы можно разбить на несколько групп. Каналы внутри каждой группы разделяются по частоте; группы же поочередно подключаются к радиопередающему устройству.

Кроме стандартных требований (обеспечение необходимой дальности действия, автоматического вхождения в связь, габаритов, веса и т. д.) к радиопередающим и радиоприемным устройствам радиотелеметрических линий предъявляются и некоторые специфические требования. Такие требования обусловливаются необходимостью обеспечения достаточно малого уровня так называемых перекрестных искажений между каналами и, вообще говоря, являются характерными для любых многоканальных радиолиний. Перекрестные искажения являются результатом взаимного проникновения энергии из одного канала в другой и возникают при передаче сигналов различных каналов через единый тракт. Как будет видно из дальнейшего, для снижения уровня перекрестных искажений при временном разделении каналов необходимо расширять полосу пропускания, а при частотном, кроме этого, необходимо также улучшать линейность амплитудных характеристик. Отсюда, в частности, следует, что при временном разделении каналов снижение уровня перекрестных искажений является более простой задачей, чем при частотном разделении. Поэтому при временном разделении возможно осуществить радиотелеметрические линии со значительно большим числом каналов, чем при частотном разделении. Число каналов в радиотелеметрических линиях с временным разделением согласно [12, 61] достигает 60—80, а с частотным 15—20.

При проектировании радиотелеметрической линии весьма существенно правильно выбрать диапазон рабочих волн. При этом прежде всего должно учитываться конкретное назначение линии и условия ее использования.

Если радиолинии предназначены для работы в пределах прямой геометрической видимости, то с целью устранения помех из-за отражений от ионосферы сле-

дует использовать волны не длиннее 5—6 *м*. Применение волн короче 4—6 *см* затруднено из-за поглощения в тропосфере [10, 12, 23, 61].

При проектировании антенн необходимо обеспечить максимальное ослабление искажений полезного сигнала из-за отражений от земли, поглощений в струе выхлопных газов двигателя и т. д. Кроме того, при разработке приемных антенн необходимо также учитывать возможность изменения поляризации принимаемого сигнала. Последнее обстоятельство обусловливает применение приемных антенн с круговой поляризацией.

Получателем сообщений в радиотелеметрической системе в конечном итоге является человек (рис. 6.1, *13*). Использование информации в процессе осуществления измерения, как правило, не практикуется. Обусловливается это кратковременностью процесса измерения, большим числом одновременно измеряемых величин и необходимостью точной и детальной фиксации результатов измерений. Необходимую информацию, как правило, получают после окончания испытаний путем соответствующей обработки записей, выполненных регистрирующим устройством. Регистрирующее устройство является выходным блоком радиотелеметрической линии (рис. 6.1, блок *10*). Это устройство представляет собой основное звено восстановителя сообщений *11*.

В регистрирующих устройствах применяются следующие способы записи: на фотобумагу, кинопленку и магнитную ленту.

Запись на магнитную ленту требует простейшего оборудования и особенно удобна в тех случаях, когда необходимо обеспечить электрическое воспроизведение записанных сигналов. Недостатком подобной записи является ее недоступность для непосредственного просмотра.

Достоинством фотозаписи на бумагу или на кинопленку является возможность непосредственного просмотра записи оператором, а недостатком — необходимость химической обработки.

Форма записи может быть непрерывной или дискретной. В первом случае записывается непрерывная кривая, воспроизводящая изменения во времени измеряемого параметра. Непрерывная форма записи пригодна при всех способах записи и наиболее характерна для радиотелеметрических линий с частотным разделением каналов,

хотя применяется и при временном разделении (при условии предварительного выделения сообщения с помощью фильтров). Регистрирующим устройством при непрерывной записи на кинопленку или фотобумагу обычно является специальный шлейфовый осциллограф.

При дискретной форме записи сообщения могут фиксироваться в виде чисел двоичной системы. Подобная запись осуществляется обычно на магнитную ленту и весьма удобна для хранения и транспортировки. При этом погрешности записи, запоминания и воспроизведения минимальны. Дискретной во времени является и так называемая непосредственная запись, т. е. запись импульсных сигналов с экрана электронно-лучевого осциллографа, широко применяемая при временном разделении каналов [12, 61]. Подобная запись осуществляется на кинопленку с помощью специальной кинокамеры, входящей в комплект аппаратуры регистрирующего устройства. Методы непосредственной записи дополнительно рассматриваются в § 6.6 п. 3.

Важными характеристиками регистрирующих устройств являются их полоса пропускания и скорость записи. Регистрирующие устройства непрерывной записи, работающие по принципу шлейфового осциллографа, имеют полосы пропускания до сотен герц [61]. Скорость записи достигает нескольких метров в секунду. На магнитную пленку можно записывать сигналы с шириной спектра до 100 *кгц* (в перспективе возможна запись сигналов с шириной спектра до 3—4 *Мгц*). Скорость записи соответствует 1—2 *м/сек*, но может быть увеличена до 8—10 *м/сек*.

Скорость непосредственной записи с экрана осциллографа лимитируется скоростью протяжки пленки в кинокамере.

Серьезной задачей при радиотелеметрии является быстрая дешифровка записей. Действительно, если, например, в процессе испытания управляемого снаряда в течение 100 *сек* одновременно измерялось 50 различных величин и производилась непрерывная запись со скоростью 5 *м/сек*, то при дешифровке подобных записей необходимо обработать* в общей сложности

---

* В результате обработки должны быть получены соответствующие графики, кривые, таблицы и т. п.

$50 \times 100 \times 5 = 25000$ *м* записи. Подобная обработка при выполнении ее человеком представляет собой весьма трудоемкий процесс, тем более если учесть, что на одну и ту же фотопленку или кинопленку одновременно может быть записано несколько сообщений. Поэтому в радиотелеметрии большое значение имеет использование различного рода устройств автоматической дешифрации (автодешифраторов) радиотелеметрических записей (рис. 6.1, блок *12*). Некоторые типы автодешифраторов описаны, например, в работе [61].

В заключение настоящего раздела остановимся коротко на вопросе о калибровке. Сформулированное выше требование высокой точности передачи информации через радиотелеметрическую систему требует, в частности, обеспечения высокой стабильности и линейности амплитудной характеристики этой системы. Осуществление такой радиотелеметрической системы встречает обычно серьезные технические трудности. Поэтому в радиотелеметрии широко используется метод непрерывной калибровки амплитудной характеристики непосредственно в процессе измерения.

В принципе этот метод сводится к передаче через радиотелеметрическую систему стандартных постоянных или изменяющихся известным образом калибровочных сигналов, создаваемых специальным датчиком калибровочного сигнала (рис. 6.1, датчик *кб*). Переданный через радиотелеметрическую линию калибровочный сигнал записывается регистрирующим устройством. Эта запись используется затем для коррекции записей измеряемых величин. Подобная коррекция осуществима при любой форме записи.

3. Датчики в радиотелеметрии

Кроме классификации датчиков по виду выходных величин применяется также и классификация по виду измеряемых величин. При такой классификации можно различать следующие группы датчиков: датчики давления (в гидравлической системе, в топливопроводах и в топливных баках); датчики усилий, действующих на различные узлы конструкции снаряда (например, на оперение); датчики углов поворота снаряда относительно центра тяжести; датчики расхода топлива; датчики линейных и угловых скоростей, ускорений, вибрации,

медленных деформаций растяжения или сжатия; датчики напряжений в электрических цепях; датчики температуры и т. д.

Широкий ассортимент измеряемых величин определяет и большое разнообразие чувствительных элементов, применяемых в датчиках. В качестве чувствительных элементов, например, используются: свободные гироскопы; прецессионные гироскопы; инерционные массы (чувствительный элемент акселерометров), тензометры (проволочные сопротивления, изменяющие свое сопротивление электрическому току вследствие растяжения или сжатия); пьезоэлементы; термопары; термометры сопротивлений; пирометры; переменные индуктивности (изменяющие свою величину, например, при перемещении якоря сердечника); переменные емкости; переменные сопротивления, фотоэлементы и т. д.

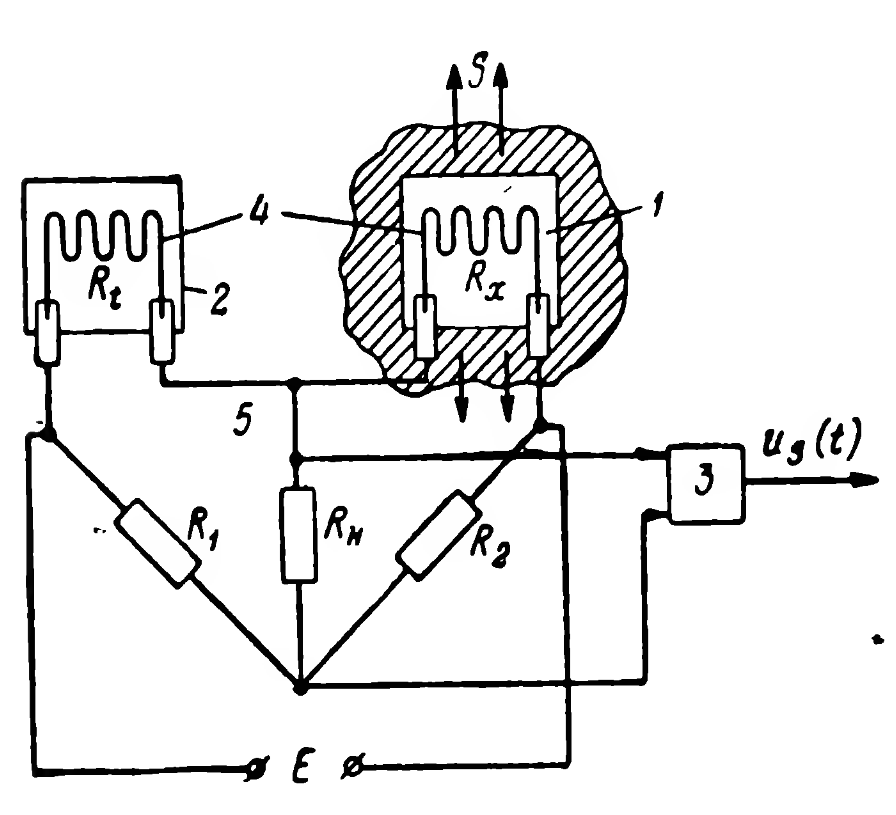


Рис. 6.2. Схема датчика деформаций (тензометра):

1 — рабочий чувствительный элемент; *2* — второй чувствительный элемент, идентичный с рабочим, используемый для температурной компенсации баланса моста; *3* — усилитель; *4* — тонкая проволока, изменяющая свое сопротивление при растяжении или сжатии; *5* — измерительный мост.

Датчики напряжений практически используются для измерения любых из перечисленных выше величин. В подобных датчиках применяются самые разнообразные чувствительные элементы. На рис. 6.2 в качестве примера приведена схема датчика напряжений с чувствительным тензоэлементом, а на рис. 6.3 — с чувствительным элементом в виде термосопротивления.

Тензоэлемент представляет собой тонкую (15—60 *мк*) проволоку, сложенную в виде решетки и наклеенную на листок тонкой бумаги. Этот листок с проволокой в свою очередь наклеивается на поверхность той или иной детали, деформации (сжатия или растяжения) которой необходимо измерить. При деформации детали происходит

соответствующая деформация проволоки и изменяется ее сопротивление. Обычно тензоэлемент включается в мостовую схему (рис. 6.2) в качестве одного из элементов моста. Для компенсации температурной погрешности во второе плечо включается такой же тензоэлемент, но наклеенный на основание, не подвергающееся деформации (R_t).

Изображенная на рис. 6.3 схема датчика с чувствительным элементом в виде термосопротивления может

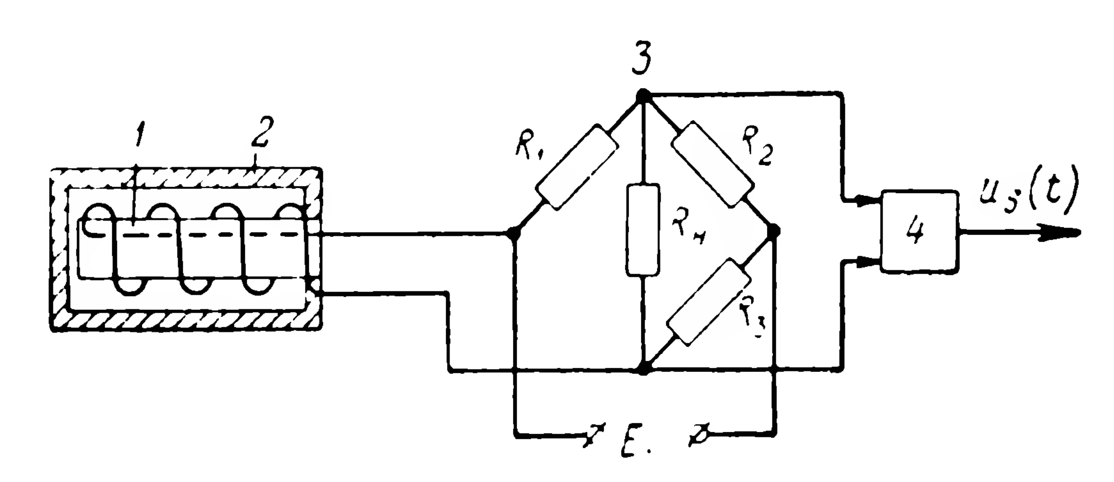


Рис. 6.3. Схема термометра сопротивлений:
1 — чувствительный элемент; 2 — защитный каркас; 3 — измерительный мост; 4 — усилитель.

быть использована для измерения температур в диапазоне примерно от $-(50 \div 60)^\circ$ до $+800^\circ$ С. Термосопротивление представляет собой, например, медную или никелевую проволоку, намотанную на керамический каркас и изменяющую свое сопротивление при изменении температуры окружающей среды.

Чувствительные элементы схем рис. 6.2 и 6.3 могут образовывать параметрические датчики сопротивлений. В датчиках напряжений и в датчиках сопротивлений в качестве чувствительных элементов могут также использоваться потенциометры. Возможные схемы таких датчиков, называемых иногда потенциометрическими, приведены на рис. 6.4. Подобные датчики удобны, например, для измерения линейных или угловых перемещений. Изменение измеряемой величины приводит к перемещению движка потенциометра (ДП), а следовательно, и к изменению выходного напряжения (или сопротивления) датчика. Широко используются также датчики напряжений и датчики сопротивлений, в которых на движок потенциометра непосредственно воздействует не измеряемая величина, а чувствительный элемент (например, свободный гироскоп и др.).

Индуктивные датчики применяются для измерения самых разнообразных величин, как, например: давлений, деформаций, линейных и угловых скоростей, ускорений, углов поворота, крутящих моментов, вибраций и т. д. Изменение индуктивности датчика может происходить непосредственно под действием измеряемой величины или через чувствительный элемент, преобразующий эту величину в механическое перемещение сердечника. Так, например, при измерении углов поворота корпуса снаряда в качестве чувствительного элемента должен быть взят свободный гироскоп; при измерении ускорений — инерционная масса и т. д.

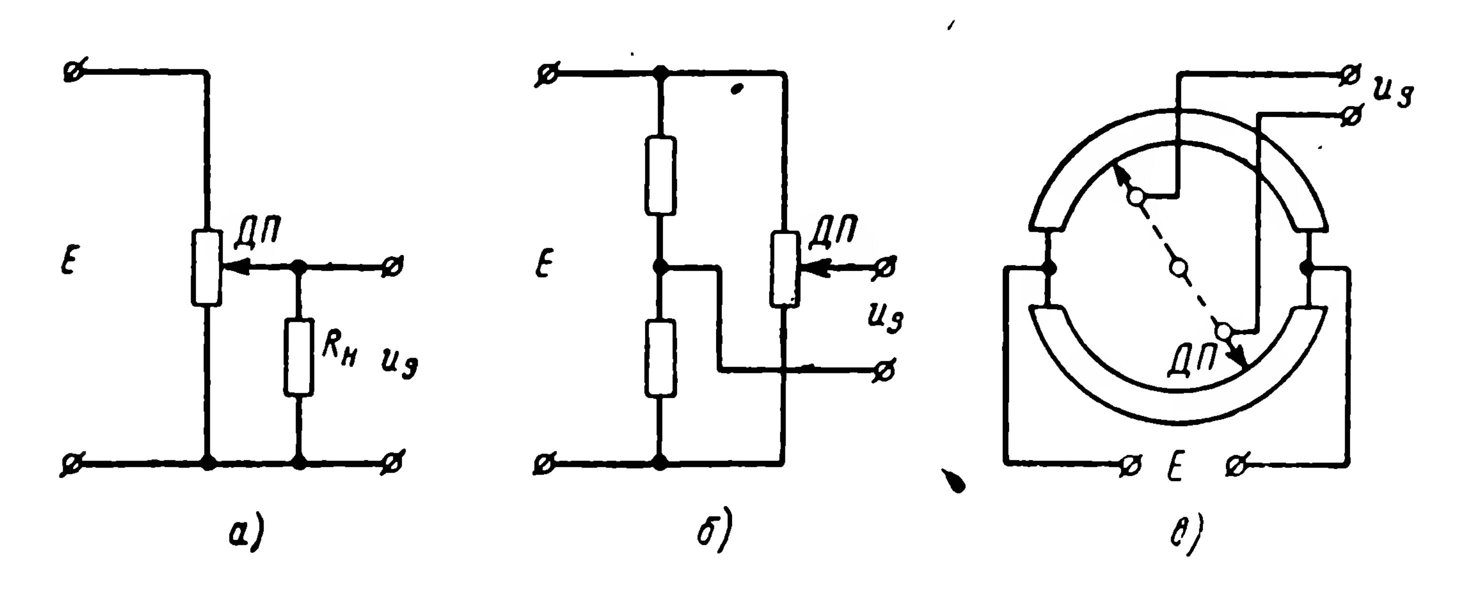


Рис. 6.4. Схемы потенциометрических датчиков:
ДП — движок потенциометра.

На рис. 6.5 в качестве примера приведены схемы индуктивных датчиков. На рис. 6.5,*а* и *в* изображены датчики напряжения, а на рис. 6.5,*б* — параметрический датчик с переменной индуктивностью. Датчик, изображенный на рис. 6.5,*а*, предназначен для измерения давлений. Давление воспринимается упругой мембраной *1*, с которой соединена подвижная часть магнитопровода *2*. При изменении давления меняется воздушный зазор δ и, следовательно, индуктивность катушки L_x. Датчик, показанный на рис. 6.5,*в*, удобен для измерения линейных перемещений.

Емкостные датчики по принципу действия во многом аналогичны индуктивным. Некоторым преимуществом емкостных датчиков перед индуктивными является значительно более широкая полоса пропускания. Так, например, описаны емкостные чувствительные элементы с полосой пропускания до 50 *кгц* [61].

Заканчивая на этом описание возможного использования и основных вариантов осуществления датчиков, остановимся коротко на специфических особенностях применения этих датчиков в радиотелеметрических системах.

В случае частотного разделения каналов выгодно проектировать датчик таким образом, чтобы он одновре-

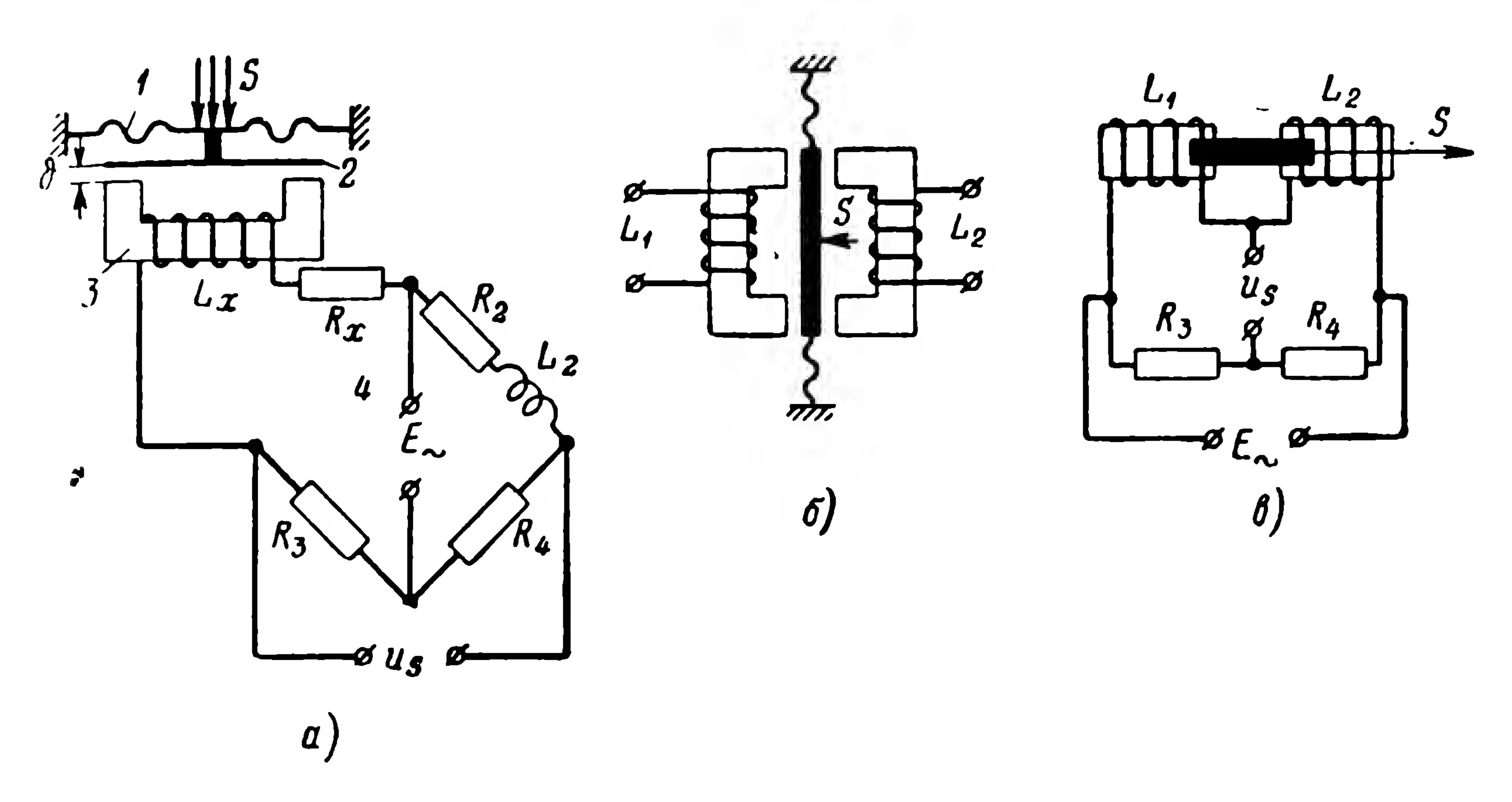


Рис. 6.5. Схемы индуктивных датчиков:

а — датчик давления (*1* — мембрана; *2* — подвижная часть железного сердечника; *3* — железный сердечник; *4* — измерительный мост); *б* — дифференциальный параметрический датчик; *в* — датчик напряжения для измерения перемещения.

менно являлся или генератором поднесущего колебания или модулятором генератора этого колебания.

Так, например, датчики с тензометрами или с потенциометрами (рис. 6.2 и 6.4) при условии их питания переменным напряжением от генератора поднесущей одновременно будут выполнять и функции модулятора амплитуды поднесущего колебания.

Индуктивные датчики при частотном разделении каналов и частотной модуляции поднесущего колебания выгодно проектировать таким образом, чтобы переменная индуктивность датчика являлась индуктивностью контура генератора поднесущего колебания.

При амплитудной модуляции поднесущего колебания индуктивные датчики, как и датчики с тензометрами или с потенциометрами, также можно использовать в качестве модуляторов. Подобные индуктивные датчики приведены на рис. 6.5,*а* и *в*.

При временном разделении каналов, а также в случае частотной модуляции поднесущего колебания при частотном разделении каналов питать датчики с тензометрами или с потенциометрами следует от источника постоянного тока. Выходное напряжение датчика может быть или непосредственно подано на коммутатор (при временном разделении) и преобразовано в амплитудно-модулированную последовательность импульсов (АИМ-1), или использовано как сигнал, управляющий частотным модулятором.

Применение индуктивных датчиков при временном разделении каналов требует не только внешнего источника питания переменного тока, но и предварительного выпрямления напряжения, снимаемого с выхода таких датчиков. В этом случае в схемы, изображенные на рис. 6.5,*а* и *в*, должны быть включены выпрямители.

4. Основные ошибки измерений в радиотелеметрии

Причины, вызывающие появление ошибок при радиотелеизмерении, весьма разнообразны. Выше уже отмечались такие причины, как взаимная связь каналов и появление запаздывающих переотраженных сигналов. Кроме того, причинами ошибок могут быть:

1. Собственные шумы радиоприемных устройств.
2. Внешние радиопомехи случайного происхождения (производственные помехи, естественные помехи и т. п.).
3. Изменения условий распространения радиоволн.
4. Изменения характеристик окружающей среды (температура, влажность, давление).
5. Внешние механические воздействия (вибрации, ускорения).
6. Изменения характеристик (коэффициентов усиления, передаточных функций и т. п.) отдельных звеньев радиотелеметрической системы, не связанные с внешними воздействиями на аппаратуру, дрейф нулей в усилителях и т. д.
7. Изменение переходных сопротивлений контактов в потенциометрических датчиках, механических коммутаторах и т. п.
8. Несовершенство записывающих устройств (конечный диаметр ширины пятна в электронно-лучевом или шлейфовом осциллографе, изменения скорости протяжки и дрожание ленты или пленки и т. д.).

9. Некачественная обработка результатов записи.

Большинство из перечисленных причин приводит к возникновению ошибок, имеющих случайный характер. Для многих из этих причин величина вызываемой ими ошибки быстро изменяется в течение всего процесса измерения. Подобные ошибки возникают, например, из-за собственных шумов радиоприемного устройства и внешних радиопомех. С помощью калибровочного сигнала их устранить практически нельзя.

В других случаях значение ошибки в процессе данного измерения будет или сохраняться постоянным или монотонно и медленно изменяться. При повторных же измерениях такие ошибки изменяются по случайному закону.

Такое положение может, например, возникнуть из-за изменения характеристик отдельных звеньев или характеристик окружающей среды (температуры, влажности, давления). Как отмечается в работах [61, 84, 86] в подобных случаях точность передачи результатов измерения можно существенно повысить с помощью передачи калибровочного сигнала или применяя специальную компенсацию. Следует заметить, что калибровка является обычно технически более простой по сравнению с компенсацией.

Применение калибровочного сигнала по существу является способом автоматической градуировки радиотелеметрической линии одновременно по всем каналам. Этот способ позволяет осуществить градуировку всего радиотелеметрического тракта за исключением датчиков. Поэтому градиуровка датчиков, как уже отмечалось выше, должна выполняться отдельно, перед началом измерения. Автоматическая градуировка в процессе измерений всей радиотелеметрической системы, включая и датчики, является значительно более сложной задачей. Применение калибровочного сигнала позволяет осуществить градуировку радиотелеметрической системы с точностью примерно 0,25% [61].

Существенное снижение величины некоторых видов ошибок достигается амортизацией и применением соответствующей конструкции аппаратуры. Подобные меры являются весьма эффективными для снижения ошибок, возникающих вследствие вибрации, ускорений и т. п.

Таким образом, основное значение при радиотелеиз-

мерениях (кроме ошибок, вносимых датчиками) имеют те ошибки, устранение которых способом калибровки или путем амортизации и правильного конструирования практически невозможно или весьма трудно.

В дальнейшем основное внимание уделяется ошибкам, которые определяются характеристиками радиолинии. К подобным ошибкам относятся ошибки, возникающие из-за собственных шумов радиоприемных устройств, перекрестные искажения и искажения из-за запаздывающих переотраженных сигналов.

6.2. РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИЕ ЛИНИИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

В принципе осуществление радиотелеметрической линии с частотным разделением каналов возможно с любым видом модуляции (амплитудной, частотной, фазовой) как поднесущего колебания, так и несущего.

Однако фазовая модуляция поднесущего колебания менее удобна по сравнению с амплитудной или частотной модуляцией. Обусловливается это тем, что при фазовой модуляции для передачи постоянных составляющих требуется дополнительный канал опорного напряжения, с помощью которого можно было бы обнаруживать постоянный фазовый сдвиг.

Возможность возникновения паразитной амплитудной модуляции сигнала в месте приема вследствие случайных изменений условий распространения делает амплитудную модуляцию несущего колебания менее целесообразной, чем частотную или фазовую. В работах [12, 61] считается, что наиболее характерными методами модуляции в радиотелеметрических линиях с частотным разделением каналов являются методы АМ-ЧМ и ЧМ-ЧМ.

Блок-схема радиолинии с частотным разделением каналов приведена на рис. 6.6. На входы датчиков *1* поступают величины, подлежащие измерению, S_1, $S_2, \ldots,$ $S_j, \ldots, S_n$. Сообщение u_{S_j} (t) с выхода датчика j-го канала поступает на канальный модулятор этого канала $2-j$.

В канальном модуляторе напряжение поднесущей частоты $\Omega_{пн_j} = 2\pi F_{пн_j}$, выработанное в генераторе $3-j$, модулируется сообщением либо по амплитуде, либо по частоте. Как было показано в предыдущем разделе, в ряде случаев датчик и модулятор или датчик, модулятор

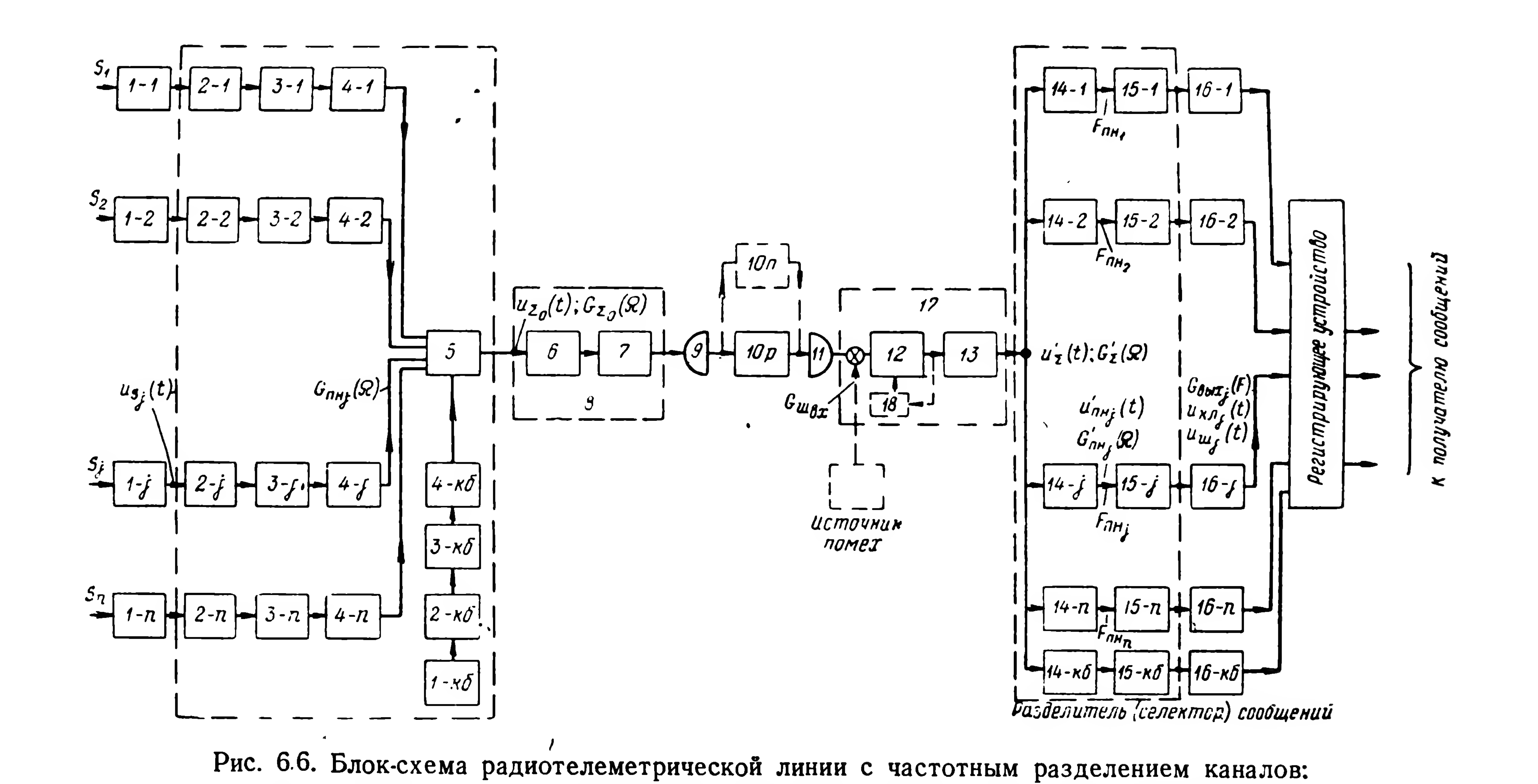


Рис. 6.6. Блок-схема радиотелеметрической линии с частотным разделением каналов:

1-(1,2, ... j, ... n) — датчики; 2-(1,2, ... j, ... n) — канальные модуляторы; 3-(1,2, ... j, ... n) — генераторы поднесущих частот; 4-(1,2, ... j, ... n) — канальные фильтры; 5 — суммирующее устройство; 6 — основной модулятор (модулятор колебания несущей частоты); 7 — высокочастотные каскады передающего устройства; 8 — передающее устройство; 9 — передающая антенна; 10 — трасса радиолинии (10р — рабочая, 10п — паразитная); 11 — приемная антенна; 12 — „линейная" часть тракта радиоприемного устройства; 13 — первый демодулятор (демодулятор несущего колебания); 14-(1,2, ... j, ... n) — разделительные фильтры; 15-(1,2, ... j, ... n) — вторые демодуляторы (демодуляторы поднесущего колебания); 16-(1,2, ... j, ... n) — выходные фильтры каналов; 17 — радиоприемное устройство; 18 — АРУ.

Буквами *кб* обозначены элементы, относящиеся к каналу калибровочных сигналов.

и генератор поднесущего колебания объединяются в единой схеме (например, в мостовой схеме рис. 6.5,*а*, которая может использоваться при АМ-ЧМ или АМ-АМ). Канальные фильтры *4* ограничивают спектры модулированных поднесущих до ширины диапазона частот, отведенного для передачи сигналов данного канала. Сигналы всех модулированных поднесущих складываются в суммирующем устройстве *5*, на выходе которого получаем суммарный сигнал $u_{\Sigma_0}(t)$. Спектр этого сигнала обозначим через $G_{\Sigma_0}(\Omega)$

$$G_{\Sigma_0}(\Omega)=\sum_{j=1}^{n} G_{\text{пн}_j}(\Omega)+G_{\text{кб}}(\Omega),$$

где n — число рабочих каналов;
$G_{\text{пн}_j}(\Omega)$ — спектр сигнала в j-м канале на входе суммирующего устройства;
$G_{\text{кб}}(\Omega)$ — спектр калибровочного сигнала.

Суммарным сигналом $u_{\Sigma_0}(t)$ затем модулируется несущее колебание радиолинии, имеющее частоту $\omega_{\text{нс}}$. В приемном тракте радиолинии (рис. 6.6) обеспечивается демодуляция несущего и поднесущих колебаний и разделение каналов.

Сигнал поднесущего колебания, подаваемый на второй демодулятор, обозначим через $u'_{\text{пн}_j}(t)$, а его спектр — через $G'_{\text{пн}_j}(\Omega)$. Второму демодулятору должен предшествовать разделитель (селектор) каналов, в качестве которого при частотном разделении каналов используются разделительные полосовые фильтры *14*. На вход разделительных фильтров поступает сигнал $u'_{\Sigma}(t)$, имеющий спектр $G'_{\Sigma}(\Omega)$. Если не учитывать помех и искажений, то этот спектр идентичен спектру модулирующего сигнала $G_{\Sigma_0}(\Omega)$. Второй демодулятор восстанавливает сообщение, передаваемое по данному каналу.

Назначение выходного фильтра *16* состоит в том, чтобы отфильтровать поднесущую частоту, а также сгладить паразитные колебания, возникающие за счет помех от остальных каналов или шумов.

Сигнал на выходе фильтра *16* в идеальном случае идентичен передаваемому сообщению $u_{S_j}(t)$ и может быть записан в виде непрерывной кривой в соответствующем ре-

гистрирующем устройстве на кинопленку, фотобумагу или магнитную ленту.

В случае необходимости один из каналов радиолинии используется для передачи калибровочного сигнала, который также записывается на пленку или ленту. Простота осуществления непрерывной записи — существенное достоинство радиотелеметрических линий с частотным разделением каналов.

При анализе радиотелеметрических систем возникает ряд сложных теоретических вопросов, связанных главным образом с оценкой точности передачи сообщений. Ниже будут рассмотрены наиболее характерные причины, вызывающие искажение сообщений при передаче их через радиотелеметрическую линию: влияние флюктуационных шумов, междуканальные помехи и искажения из-за запаздывающих эхо-сигналов. Возникновение эхо-сигналов можно рассматривать как результат наличия второго (паразитного) пути распространения радиоволн. Подобное обстоятельство в схеме рис. 6.6 учтено введением элемента *10п*.

6.3. ВОЗДЕЙСТВИЕ ФЛЮКТУАЦИОННЫХ ШУМОВ НА РАДИОЛИНИИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Вводные замечания

Выше уже отмечалось, что от радиотелеметрических линий требуются высокие точности передачи сообщений. Для обеспечения высокой точности РТМ линии проектируются с таким расчетом, чтобы иметь достаточно большую (по сравнению с собственными шумами радиолинии) мощность входного радиосигнала приемного устройства. Поэтому ограничимся рассмотрением влияния собственных шумов радиоприемного устройства только для случая большого отношения сигнал/шум на входе приемника. Частотные характеристики фильтров в данном разделе для простоты будем считать прямоугольными.

Уровень собственных шумов радиоприемника характеризуется величиной спектральной плотности шума $G_{\text{ш вх}}$, отнесенной ко входу приемника (рис. 6.6). Эта спектральная плотность обычно выражается через коэффициент шума приемника $N_{\text{ш}}$, показывающий во сколько раз реальный приемник «шумит» больше идеального,

в котором шумы создаются только антенной. Таким образом,

$$G_{\text{ш вх}} = N_{\text{ш}} K T_{\text{абс}},$$

где K — постоянная, равная $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град*;

$T_{\text{абс}}$ — температура в абсолютных градусах.

Числовое значение произведения $KT_{\text{абс}}$, соответствующее комнатной температуре $T_{\text{абс}} = 290°$, равно

$$KT_{\text{абс}} = 4 \cdot 10^{-21} \ \textit{вт/гц}.$$

Тогда

$$G_{\text{ш вх}} = 4 \cdot 10^{-21} N_{\text{ш}} \ \textit{вт/гц}.$$

2. Радиолинии АМ-АМ

Из опубликованных работ [61, 92] следует, что радиолиния АМ-АМ используется в телеметрии сравнительно

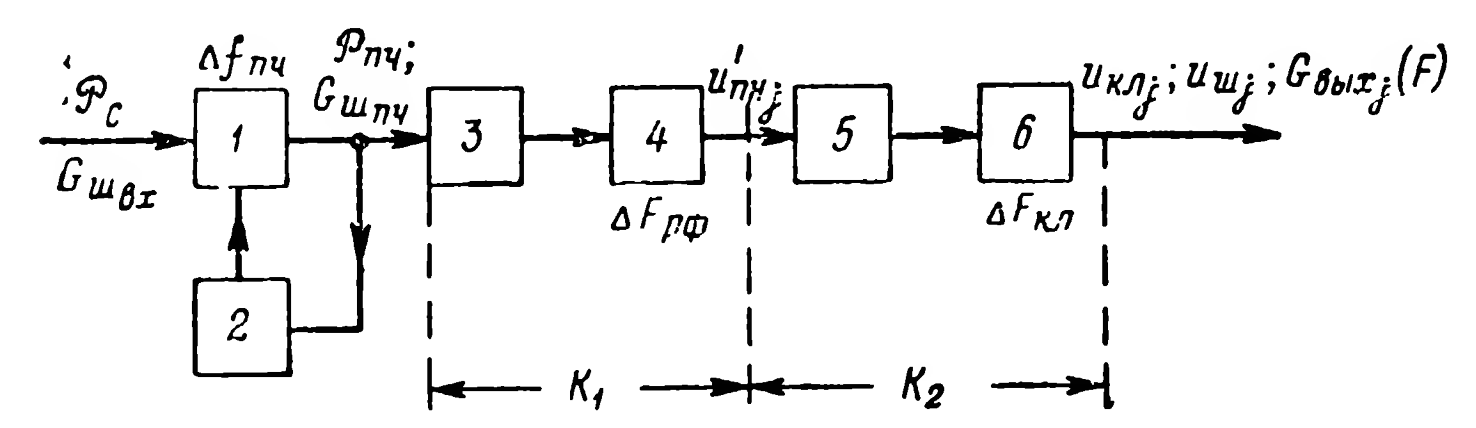


Рис. 6.7. Блок-схема приемного тракта радиоканала АМ-АМ: 1 — усилитель промежуточной частоты; 2 — цепь АРУ; 3 — первый амплитудный детектор; 4 — разделительный фильтр; 5 — второй амплитудный детектор; 6 — выходной фильтр.

редко. Однако ее шумовые характеристики часто служат эталоном для сравнения различных методов модуляции.

В качестве первого и второго демодуляторов в радиолинии АМ-АМ используются амплитудные детекторы. Будем считать эти детекторы линейными. Блок-схема приемного тракта одного (j-го) канала линии АМ-АМ представлена на рис. 6.7. На этом рисунке вместо всей «линейной» части радиоприемного тракта для простоты изображен только усилитель промежуточной частоты *1* с шириной полосы пропускания, равной $\Delta f_{\text{пч}}$.

Будем полагать, что максимальная глубина модуляции несущей для каждого из каналов $m_{\text{пн}}$ должна быть

одинакова. Тогда коэффициент модуляции каждого канала n-канальной радиолинии найдется как

$$m_{пн} = \frac{m_\Sigma}{n} \approx \frac{1}{n}, \qquad (6.3.1)$$

если считать, что максимально допустимая глубина модуляции несущей суммарным сигналом составляет $m_\Sigma = 100\%$. Строго говоря, условие (6.3.1) предъявляет слишком жесткие требования к выбору максимальной глубины модуляции $m_{пн}$. При большом числе каналов ($n \gtrsim 5$) можно брать $m_{пн}$ большей величины, чем следует из (6.3.1). Правда при этом возможно появление перемодуляции, но вероятность ее будет очень малой, так как между поднесущими разных каналов имеют место произвольные фазовые соотношения. В этом разделе мы будем для простоты считать, что $m_{пн}$ выбирается согласно (6.3.1).

Соотношение амплитуд поднесущего и несущего колебаний при максимальной глубине модуляции в канале (рис. 6.8) должно удовлетворять следующему условию:

$$\frac{2U_{пн}}{U_{нс}} \leqslant m_{пн}, \qquad (6.3.2)$$

где $U_{пн}$ — амплитуда модуляции несущей немодулированной поднесущей;

$U_{нс}$ — амплитуда немодулированного несущего колебания.

Глубина модуляции несущей немодулированной поднесущей (при отсутствии передаваемого сигнала) в каждом из каналов должна равняться $m_{пн_0} = \frac{U_{пн}}{U_{нс}} = \frac{m_{пн}}{2}$.

Спектральные преобразования сигнала и шума в рассматриваемом приемном тракте показаны на рис. 6.9.

Амплитуда немодулированной поднесущей $U'_{пн}$ для j-го канала на выходе разделительного фильтра 4 рис. 6.7 будет иметь величину

$$U'_{пн_j} = m_{пн_0} K_1 \sqrt{2P_{пч}},$$

где $\sqrt{2P_{пч}} = U_{пч}$ — амплитуда немодулированной несущей на выходе усилителя промежуточной частоты* ($P_{пч}$ — мощность немодулированной несущей на выходе этого усилителя);

K_1 — коэффициент передачи первого амплитудного детектора и разделительного фильтра.

Амплитуда напряжения полезного сигнала $U_{кл_j}$ на выходе j-го канала радиолинии при 100% модуляции подне-

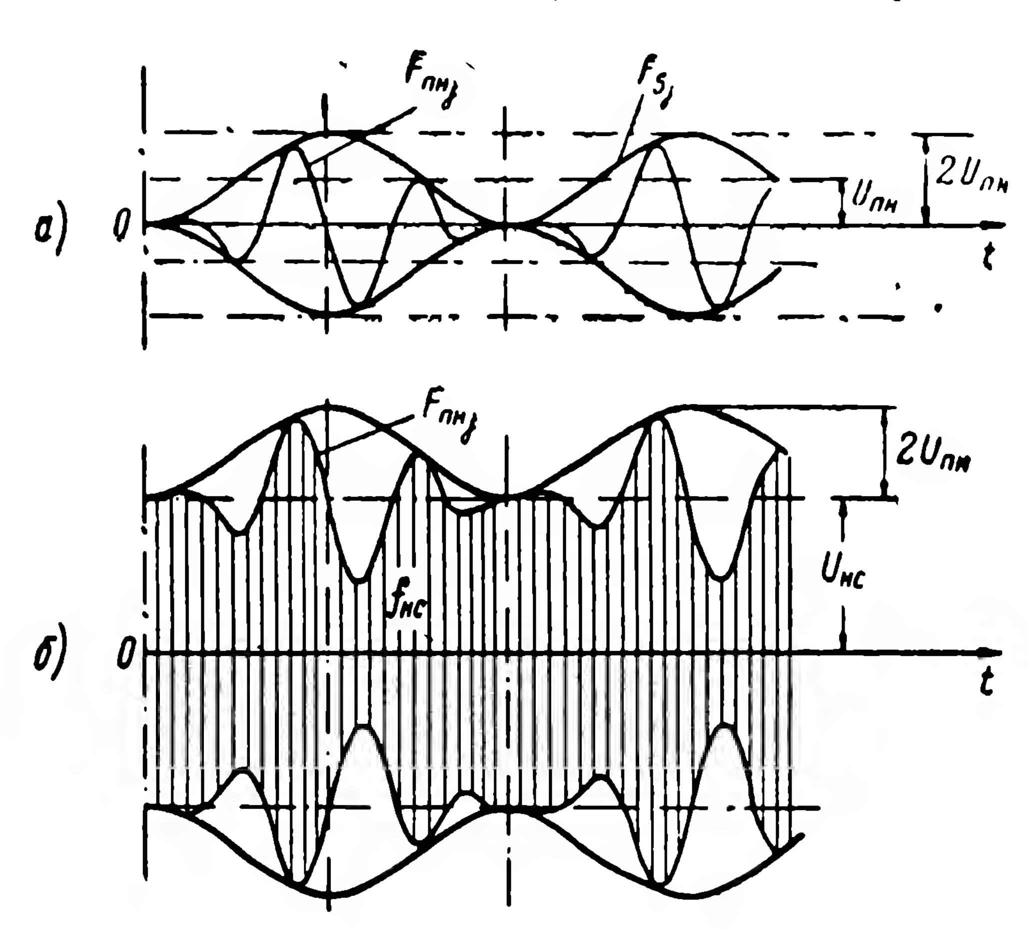


Рис. 6.8. Формы сигналов при АМ-АМ:

а — напряжение поднесущей, модулированное по амплитуде синусоидальным сигналом при 100%-ной модуляции ($U_{пн}$, $F_{пн_j}$ — амплитуда и частота поднесущей, F_{S_j} — частота модулирующего сигнала); *б* — несущая, модулированная поднесущей одного канала ($U_{нс}$, $f_{нс}$ — амплитуда и частота несущей).

сущей может быть представлена следующим выражением:

$$U_{кл_j} = K_1 K_2 m_{пн_0} \sqrt{2P_{пч}} = \frac{1}{2n} K_1 K_2 \sqrt{2P_{пч}}, \qquad (6.3.3)$$

где K_2 — коэффициент передачи второго амплитудного детектора и выходного фильтра.

---

* Здесь и в дальнейшем сопротивление условно считается равным 1 *ом*.

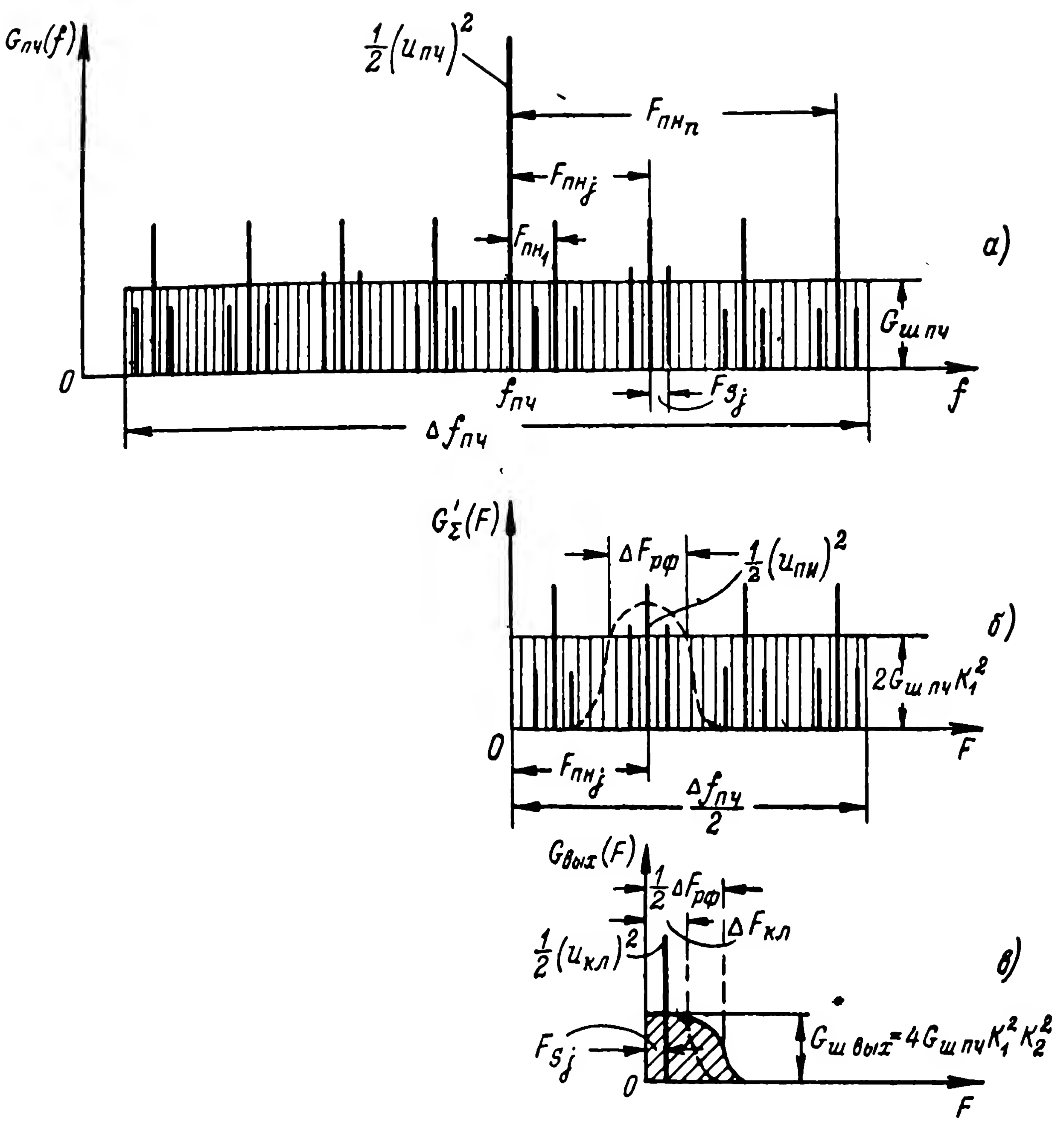


Рис. 6.9. Спектры сигналов в радиоприемном тракте радиолинии АМ-АМ: *а* — спектры сигнала и шума на выходе УПЧ $G_{пч}(f)$; *б* — спектры сигнала и шума на выходе 1-го амплитудного детектора $G'_{\Sigma}(F)$; *в* — спектры сигнала и шума на выходе 2-го амплитудного детектора $G_{вых}(F)$.

Спектральная плотность шумов на выходе *j*-го канала $G_{ш\,вых\,j}$ определяется следующей формулой:

$$G_{ш\,вых\,j} = 4G_{ш\,пч}K_1^2K_2^2, \tag{6.3.4}$$

где $G_{ш\,пч}$ — спектральная плотность шумов на выходе УПЧ.

Множителем *4* в выражении (6.3.4) учитывается, что при преобразовании в каждом из двух линейных детек-

торов при больших отношениях сигнал/шум (рис. 6.9) спектральная плотность шумов удваивается (см. § 3.4).

Используя соотношения (6.3.3) и (6.3.4), получаем следующее выражение для отношения амплитуды сигнала $U_{кл}$ к эффективному напряжению шума $u_ш$ на выходе j-го канала*:

$$\left(\frac{U_{кл}}{u_ш}\right)_j = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n\sqrt{\Delta F_{кл}}} \sqrt{\frac{P_{пч}}{G_{ш\,пч}}}. \qquad (6.3.5)$$

Здесь учтено, что обычно $\Delta F_{кл} < \frac{\Delta F_{рф}}{2}$, где $\Delta F_{рф}$ — полоса пропускания разделительного фильтра, а $\Delta F_{кл}$ — полоса пропускания выходного фильтра канала.

Величина $\frac{P_{пч}}{G_{ш\,пч}}$ в формуле (6.3.5) представляет собой отношение мощности немодулированного несущего колебания на выходе УПЧ к спектральной плотности шумов в этой же точке тракта. Вся часть радиоприемного тракта от входа приемника до выхода УПЧ в первом приближении может считаться линейной. В этом случае в формулу (6.3.5) вместо отношения $\frac{P_{пч}}{G_{ш\,пч}}$ можно поставить отношение $\frac{P_с}{G_{ш\,вх}}$ на входе приемника.

Относительную ошибку измерения $\delta_ш$ определим как отношение эффективного напряжения шума к амплитуде сигнала на выходе j-го канала

$$\delta_{шj} = \left(\frac{u_ш}{U_{кл}}\right)_j.$$

Используя формулу (6.3.5), выражение для относительной ошибки измерения при методе АМ-АМ напишем в следующем виде:

$$\delta_ш = 2\sqrt{2}\, n \sqrt{\Delta F_{кл}} \sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}}. \qquad (6.3.6)$$

* Полоса пропускания выходных фильтров $\Delta F_{кл}$ для всех каналов принята одинаковой.

Очевидно, что при разработке радиолинии в любом случае должно быть выполнено условие $\Delta F_{кл} \geqslant F_{S\,макс}$, где $F_{S\,макс}$ — максимальная частота в спектре передаваемого сообщения. Поэтому снижение ошибок измерения в радиолиниях АМ-АМ может быть достигнуто увеличением мощности передающего устройства, снижением коэффициента шума приемника или уменьшением числа каналов.

3. Демодуляция частотно-модулированного колебания при наличии шумов

Прежде чем перейти к рассмотрению радиолиний АМ-ЧМ и ЧМ-ЧМ, предварительно приведем некоторые

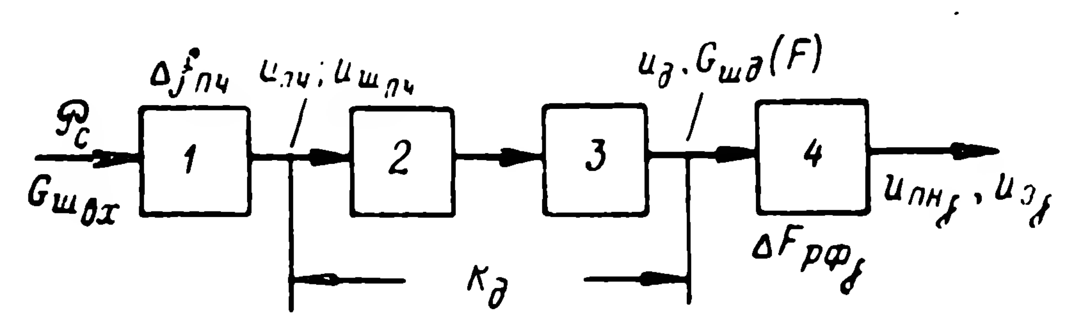


Рис. 6.10. Блок-схема демодуляции ЧМ несущей:

1 — преобразователь и усилитель промежуточной частоты; *2* — ограничитель; *3* — частотный детектор; *4* — разделительный фильтр.

сведения об особенностях демодуляции частотно-модулированного колебания.

Блок-схема участка радиоприемного тракта, в котором осуществляется демодуляция ЧМ колебания, приведена на рис. 6.10.

Как известно, (см. например, [4]), выражение для энергетического спектра шумов на выходе частотного детектора при больших отношениях сигнал/шум на его входе может быть записано в следующем виде:

$$G_{шд}(F) = K_д^2 \frac{G_{ш\,вх}}{P_с} F^2, \qquad (6.3.7)$$

где $K_д$ — коэффициент преобразования цепи „ограничитель — частотный детектор".

Вывод выражения (6.3.7) можно пояснить следующим образом. Спектральную плотность шума на выходе УПЧ считаем равномерной внутри его полосы пропускания $\Delta f_{пч}$. Мощность несущей сигнала значительно пре-

вышает мощность шума, поэтому выходной шум образуется главным образом за счет биений сигнал — шум. Рассмотрим взаимодействие несущей сигнала с одной из компонент шума, отстоящей на частоту F от несущей.

Биения напряжений двух различных частот можно представить как одно колебание, модулированное по амплитуде и по частоте разностной частотой F

$$U_{\text{пч}} \sin 2\pi f_{\text{пч}} t + U_{\text{ш пч}} \sin 2\pi (f_{\text{пч}} + F) t =$$

$$= \sqrt{U^2_{\text{пч}} + U^2_{\text{ш пч}} + 2U_{\text{пч}} U_{\text{ш пч}} \cos (2\pi F t)} \times$$

$$\times \sin [2\pi f_{\text{пч}} t + \varphi (t)],$$

где $\varphi (t) \approx \frac{U_{\text{ш пч}}}{U_{\text{пч}}} \sin 2\pi F t$ при $U_{\text{ш пч}} \ll U_{\text{пч}}$.

Из-за наличия ограничителя частотный детектор не будет реагировать на амплитудную модуляцию и напряжение на выходе частотного детектора u_{∂} будет пропорционально частотной модуляции, т. е. производной от фазы $\frac{d\varphi (t)}{dt}$. Таким образом, получим

$$u_{\partial} = K'_{\partial} \frac{d\varphi (t)}{dt} \approx K'_{\partial} \frac{U_{\text{ш пч}}}{U_{\text{пч}}} 2\pi F \cos 2\pi F t$$

и

$$U_{\partial} = K'_{\partial} \frac{U_{\text{ш пч}}}{U_{\text{пч}}} 2\pi F = K_{\partial} \frac{U_{\text{ш пч}}}{U_{\text{пч}}} F,$$

где

$$K_{\partial} = 2\pi K'_{\partial}.$$

Найдем теперь мощность одиночной компоненты шума на выходе частотного детектора, образовавшейся за счет биений сигнал/шум

$$\frac{U^2_{\partial}}{2} = K^2_{\partial} \frac{U^2_{\text{ш пч}}}{2} \frac{1}{2P_{\text{пч}}} F^2,$$

где $\frac{U^2_{\text{ш пч}}}{2}$ — мощность одиночной компоненты шума на входе частотного детектора;

$P_{\text{пч}} = \frac{U^2_{\text{пч}}}{2}$ — мощность полезного сигнала на выходе УПЧ.

Переходя от мощности одиночных компонент шума к спектральной плотности и учитывая, что отношение мощности сигнала к плотности спектра шума не меняется при прохождении через УПЧ, получаем формулу (6.3.7). При этом надо принимать во внимание, что в образовании шума на выходе частотного детектора участвуют как частоты

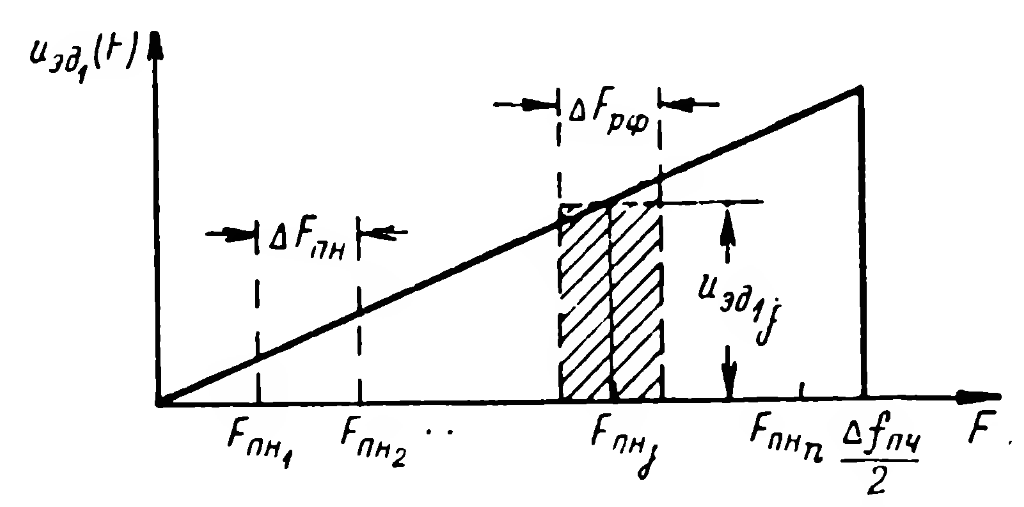


Рис. 6.11. Спектр шума на выходе частотного детектора.

биений $F=(f_ш'-f_{пч})$, так и частоты $F=(f_{пч}-f_ш'')$, где $f_ш'$ и $f_ш''$ — частоты соответствующих компонент шума. В формуле (6.3.7) F меняется в пределах от 0 до $\frac{\Delta f_{пч}}{2}$.

Для эффективного напряжения шума, соответствующего полосе в 1 *гц* ($u_{эд_1}$), из формулы (6.3.7) имеем

$$u_{эд_1}(F)=\sqrt{G_{ш\,д}(F)}=$$

$$=K_д F\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}}. \qquad (6.3.8а)$$

Эта формула и определяет характерную треугольную форму «амплитудного» спектра шума (рис. 6.11) на выходе частотного детектора.

При достаточно большом числе каналов ширина полосы любого из разделительных фильтров

$$\Delta F_{рф} \ll \frac{\Delta f_{пч}}{2}.$$

Поэтому в пределах полосы каждого из разделительных фильтров можно считать, что

$$u_{эд_1}(F_{пн_j}) \approx K_д\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P}}F_{пн_j}=\text{const}. \qquad (6.3.8б)$$

Следовательно, эффективное значение напряжения шумов на выходе j-го разделительного фильтра

$$u_{э_j} = K_д \sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}} \sqrt{\Delta F_{рф_j}}\, F_{пн_j}. \qquad (6.3.9)$$

Амплитуда напряжения полезного синусоидального сигнала на выходе разделительного фильтра j-го канала

$$U_{пн_j} = K_д f_{д_j}, \qquad (6.3.10)$$

где $f_{д_j}$ — девиация частоты несущей из-за модуляции ее поднесущей j-го канала.

Из выражений (6.3.9) и (6.3.10) получим

$$\frac{U_{пн_j}}{u_{э_j}} = \sqrt{\frac{P_с}{G_{ш\,вх} \Delta F_{рф}}}\, \frac{f_{д_j}}{F_{пн_j}}. \qquad (6.3.11)$$

Таким образом, при одинаковых полосах разделительных фильтров отношение сигнал/шум в j-ом канале пропорционально величине $\frac{f_{д_j}}{F_{пн_j}}$. При одинаковой девиации частоты несущей в каждом канале $f_{д_j} = \text{const}$ отношение сигнал/шум уменьшается с увеличением частоты поднесущей $F_{пн}$.

4. Радиолинии АМ-ЧМ

Блок-схема радиоприемного тракта для одного канала радиолинии АМ-ЧМ приведена на рис. 6.12. Для того чтобы отношение сигнал/шум во всех каналах было одинаковым, амплитуду каждой поднесущей можно сделать пропорциональной ее частоте

$$U_{пн_j} = U_{пн_1} \frac{F_{пн_j}}{F_{пн_1}}, \qquad (6.3.12)$$

где $U_{пн_j}$ — амплитуда j-й поднесущей с частотой $F_{пн_j}$.

В этом случае девиация частоты несущей для каждого из каналов будет также пропорциональна частоте поднесущей, т. е.

$$f_{д_j} = \frac{f_{д_1}}{F_{пн_1}} F_{пн_j}. \qquad (6.3.13)$$

Если расстояние по оси частот между двумя любыми соседними поднесущими одинаково и равно $\Delta F_{пн}$ (рис. 6.11), то нетрудно убедиться в том, что

$$F_{пн_j} = F_{пн_1} + (j-1)\,\Delta F_{пн}. \qquad (6.3.14)$$

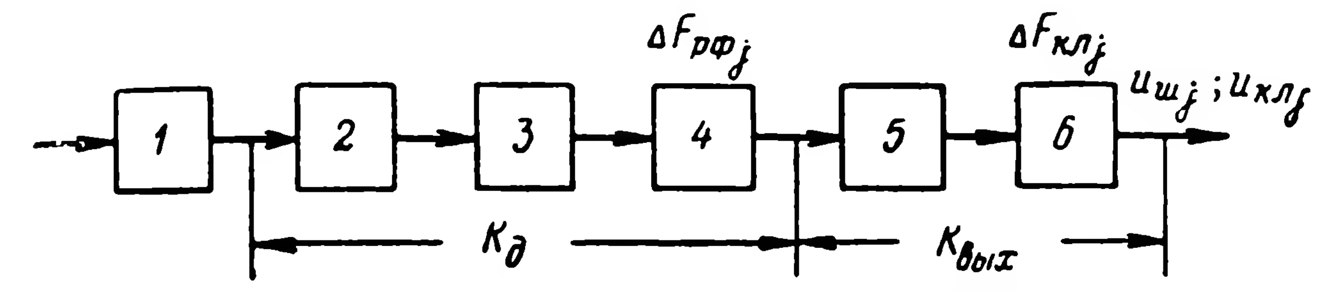


Рис. 6.12. Блок-схема приемного тракта радиоканала АМ-ЧМ:
1 — преобразователь и усилитель промежуточной частоты; 2 — ограничитель; 3 — первый демодулятор — частотный детектор; 4 — разделительный фильтр; 5 — второй демодулятор — линейный амплитудный детектор; 6 — выходной канальный фильтр.

Максимально возможное значение девиации частоты несущей

$$f_д = \sum_{j=1}^{n} f_{д_j} = n f_{д_1}\left(1 + \frac{n-1}{2}\,\frac{\Delta F_{пн}}{F_{пн_1}}\right). \qquad (6.3.15)$$

Это выражение получается после подстановки равенства (6.3.14) в формулу (6.3.13) и последующего вычисления суммы по формуле для арифметической прогрессии.

Если $n \gg 1$, то

$$f_д \approx n f_{д_1}\left(1 + \frac{n}{2}\,\frac{\Delta F_{пн}}{F_{пн_1}}\right) = n\,\frac{f_{д_1}}{F_{пн_1}}\,\overline{F}_{пн}, \qquad (6.3.16)$$

где

$$\overline{F}_{пн} \approx F_{пн_1}\left(1 + \frac{n}{2}\,\frac{\Delta F_{пн}}{F_{пн_1}}\right) \qquad (6.3.17)$$

($\overline{F}_{пн}$ — поднесущая среднего канала).

Используя соотношения (6.3.16), (6.3.13) и (6.3.11), получаем отношение сигнал/шум на выходе разделительного фильтра в следующем виде:

$$\left(\frac{U_{пн}}{u_э}\right)_j = \sqrt{\frac{P_с}{G_{ш\,вх}}}\,\frac{1}{\sqrt{\Delta F_{рф}}}\,\frac{f_д}{\overline{F}_{пн}}\,\frac{1}{n}. \qquad (6.3.18)$$

Таким образом, отношение сигнал /шум одинаково для всех каналов при условии, что полосы пропускания разделительных фильтров $\Delta F_{\text{рф}}$ выбраны равными.

Найдем теперь отношение сигнал/шум на выходе канала. Полагаем, что во втором демодуляторе применен линейный детектор. Используя равенство (6.3.8б) и повторяя те же рассуждения, что и в § 6.3 п. 2, получаем следующее выражение для эффективного значения напряжения шумов на выходе второго демодулятора

$$u_{\text{ш}_j} \approx K_{\text{вых}} K_{\partial} \sqrt{2} \sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{P_{\text{с}}}} \sqrt{\Delta F_{\text{кл}}} F_{\text{пн}_j}, \qquad (6.3.19)$$

где $K_{\text{вых}}$ — коэффициент преобразования тракта от входа второго демодулятора до выхода канала;

K_{∂} — коэффициент преобразования от входа ограничителя до выхода разделительного фильтра (рис. 6.12).

Соотношение (6.3.19) справедливо только в том случае, когда полоса пропускания выходного фильтра удовлетворяет условию

$$\Delta F_{\text{кл}} \leqslant \frac{\Delta F_{\text{рф}}}{2}.$$

Подобное условие практически обычно выполняется.

Амплитуда напряжения сигнала на выходе j-го канала $U_{\text{кл}_j}$, соответствующая максимальной величине передаваемого сообщения (100% амплитудная модуляция поднесущей), находится следующим образом:

$$U_{\text{кл}_j} = K_{\partial} K_{\text{вых}} f_{\text{д}_j}.$$

Используя выражения (6.3.13) и (6.3.16), имеем

$$U_{\text{кл}_j} = K_{\partial} K_{\text{вых}} \frac{f_{\text{д}}}{n \overline{F}_{\text{пн}}} F_{\text{пн}_j}. \qquad (6.3.20)$$

Из формул (6.3.19) и (6.3.20) получаем следующее выражение для отношения сигнал/шум на выходе j-го канала

$$\left(\frac{U_{\text{кл}}}{u_{\text{ш}}}\right)_j = \sqrt{\frac{P_{\text{с}}}{2G_{\text{ш вх}}}} \frac{f_{\text{д}}}{n \sqrt{\Delta F_{\text{кл}}} \overline{F}_{\text{пн}}}. \qquad (6.3.21)$$

Относительная ошибка измерения составит величину

$$\delta_{\text{ш}} = \sqrt{2}n\sqrt{\Delta F_{\text{кл}}}\,\frac{\overline{F}_{\text{пн}}}{f_{\text{д}}}\sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{P_{\text{с}}}}. \qquad (6.3.22)$$

Таким образом, при АМ-ЧМ точность измерения может быть повышена не только увеличением $P_{\text{с}}$ и уменьшением n, как при АМ-АМ [см. формулу (6.3.6.)], но также и увеличением $f_{\text{д}}$ и уменьшением $\overline{F}_{\text{пн}}$.

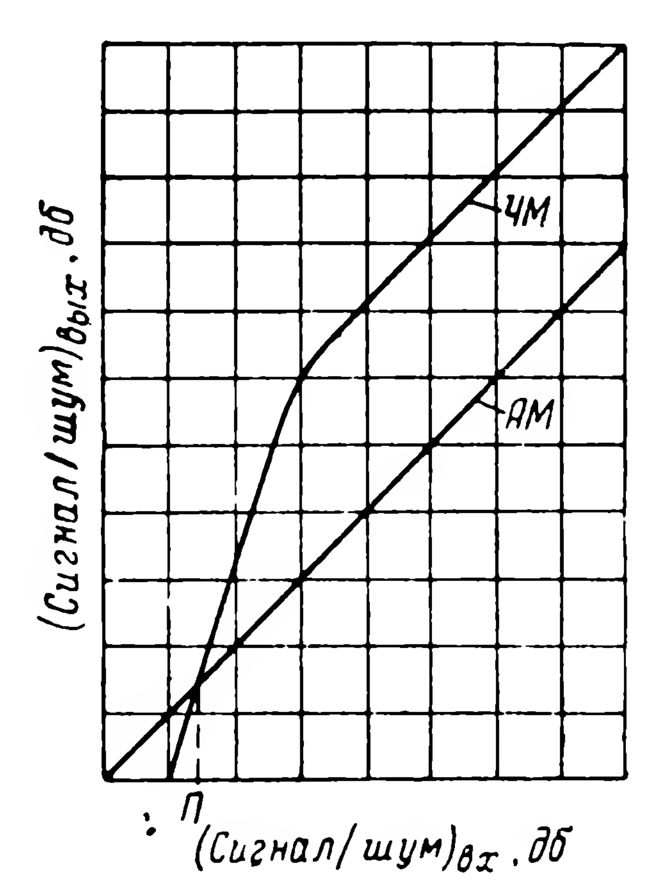


Рис. 6.13. Порог улучшения при частотной модуляции.

При выборе величины девиации частоты $f_{\text{д}}$ в ЧМ системе следует учитывать, что с увеличением $f_{\text{д}}$ надо увеличивать полосу пропускания приемника по промежуточной частоте. При этом будет расти мощность шумов на входе ограничителя. Вследствие этого при больших $f_{\text{д}}$ формула (6.3.22) может быть несправедлива.

Поэтому характерное для частотной модуляции снижение ошибки с увеличением девиации частоты $f_{\text{д}}$ практически возможно только до тех пор, пока входной сигнал превышает порог улучшения, имеющий место при частотной модуляции. Порогом улучшения называют такую величину отношения сигнал/шум на входе приемника, при превышении которой резко улучшается отношение сигнал/шум на выходе по сравнению с АМ. На рис. 6.13 приведены характерные зависимости отношения сигнал/шум на выходе приемника от отношения сигнал/шум на входе [61]. Точка *П* соответствует порогу улучшения.

Выбор большей величины $f_{\text{д}}$ требует и большей мощности сигнала с тем, чтобы было обеспечено превышение порога улучшения.

5. Радиолинии ЧМ-ЧМ

Возможный вариант осуществления радиоприемного тракта одного канала радиолинии ЧМ-ЧМ представлен на рис. 6.14. Энергетический спектр флюктуаций на выходе

канала $G_{\text{ш вых}_j}$ в области низких частот (при $F \leqslant \Delta F_{\text{кл}}$) по аналогии с выражением (6.3.7) может быть записан в следующем виде:

$$G_{\text{ш вых}_j}(F) = K_{\text{чд}}^2 \frac{G_{\text{шф}}(F_{\text{пн}_j})}{P_{\text{сф}}} F^2, \qquad (6.3.23)$$

где $K_{\text{чд}}$ — коэффициент преобразования от выхода разделительного фильтра до выхода канала;

$G_{\text{шф}}(F_{\text{пн}_j})$ — энергетический спектр шума на выходе разделительного фильтра;

$P_{\text{сф}}$ — мощность сигнала на выходе разделительного фильтра;

F — текущая частота;

$F_{\text{пн}_j}$ — поднесущая частота j-го канала.

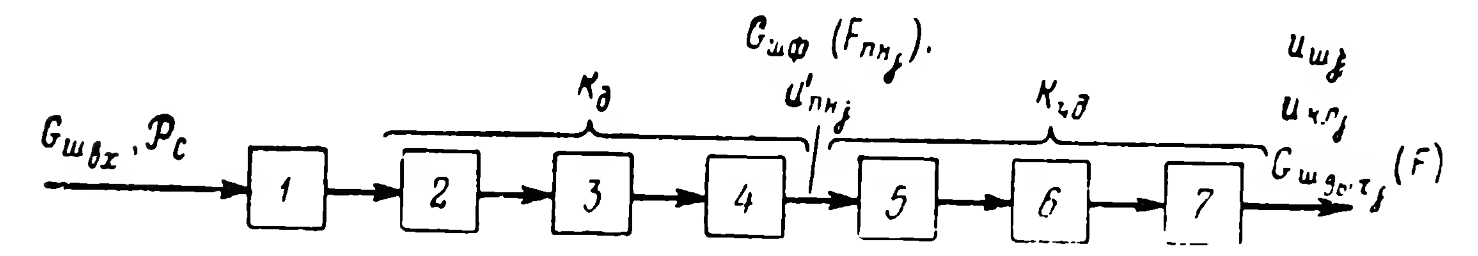


Рис. 6.14. Блок-схема приемного тракта радиоканала ЧМ-ЧМ:
1 — преобразователь и усилитель промежуточной частоты; 2 — ограничитель; 3 — частотный детектор; 4 — разделительный фильтр; 5 — ограничитель; 6 — частотный детектор; 7 — выходной фильтр.

Следовательно, мощность шумов на выходе j-го канала

$$u_{\text{ш}_j}^2 = \int_0^{\Delta F_{\text{кл}}} G_{\text{ш вых}_j}(F)\, dF = K_{\text{чд}}^2 \frac{G_{\text{шф}}(F_{\text{пн}_j})}{P_{\text{сф}}} \frac{\Delta F_{\text{кл}}^3}{3}$$

и эффективное напряжение шумов

$$u_{\text{ш}_j} = \frac{K_{\text{чд}}}{\sqrt{3}} \Delta F_{\text{кл}}^{3/2} \sqrt{\frac{G_{\text{шф}}(F_{\text{пн}_j})}{P_{\text{сф}}}}. \qquad (6.3.24)$$

Но согласно той же формуле (6.3.7)

$$G_{\text{шф}}(F_{\text{пн}_j}) = K_\partial^2 \frac{G_{\text{ш вх}}}{P_{\text{с}}} F_{\text{пн}_j}^2.$$

Мощность сигнала после разделительного фильтра

$$P_{\text{сф}} = \frac{U_{\text{пн}}'^2}{2} = \frac{K_\partial^2 f_{\text{д}_j}^2}{2},$$

так как амплитуда сигнала в этой точке $U'_{пн}$ пропорциональна девиации частоты $f_{д_j}$.

Подставляя выражения для $G_{шф}(F_{пн_j})$ и $P'_{сф}$ в формулу (6.3.24), получаем

$$u_{ш_j}=\frac{K_{чд}}{\sqrt{3}}\Delta F^{3/2}_{кл}\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}}\frac{F_{пн_j}}{f_{д_j}}\sqrt{2}. \qquad (6.3.25)$$

С другой стороны амплитуда напряжения полезного сигнала на выходе j-го канала

$$U_{кл_j}=K_{чд}F_{д_j}, \qquad (6.3.26)$$

где $F_{д_j}$ — девиация частоты поднесущей j-го канала при модуляции этой поднесущей сигналом передаваемого сообщения. Следовательно,

$$\left(\frac{U_{кл}}{u_{ш}}\right)_j=\sqrt{\frac{P_с}{G_{ш\,вх}}}\cdot\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{F_{д_j}}{F_{пн_j}}\frac{f_{д_j}}{\Delta F^{3/2}_{кл}}.$$

Выравнивание отношения сигнал/шум в каналах рассматриваемой радиолинии ЧМ-ЧМ обеспечивается при выполнении следующего условия:

$$\frac{F_{д_j}}{F_{пн_j}}=\mathrm{const}. \qquad (6.3.27)$$

При этом девиация несущей частоты для каждого из каналов может быть сделана одинаковой, т. е.

$$f_{д_j}=\frac{f_д}{n}.$$

Относительная ошибка измерения в подобных условиях

$$\delta_{ш_j}=\sqrt{\frac{2}{3}}\,n\,\frac{F_{пн\,j}\Delta F^{3/2}_{кл}}{F_{д_j}f_д}\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}}. \qquad (6.3.28)$$

По сравнению с радиолинией АМ-ЧМ ошибка измерения в радиолинии ЧМ-ЧМ дополнительно может быть уменьшена и путем увеличения девиации поднесущих ча-

стот $F_{\text{д}_j}$. Следует, однако, иметь в виду, что при ЧМ поднесущем колебании значительно расширяется полоса частот, занимаемая каналом.

На основании анализа, выполненного в настоящем параграфе, можно сделать вывод о том, что при больших соотношениях сигнал/шум (превышающих порог улучшения) применение частотной модуляции позволяет получить более высокую точность передачи сообщений в условиях флюктуационных шумов, чем применение амплитудной модуляции. Более высокая точность достигается фактически за счет расширения полосы частот, занимаемой радиоканалом.

6.4. МЕЖДУКАНАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ В РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Основные типы междуканальных помех

Многоканальность радиотелеметрических линий приводит к появлению характерных помех передаваемым сообщениям из-за взаимного влияния различных каналов.

Для линий с частотным разделением каналов характерны два типа таких помех. Первый тип — перекрестные помехи — связан с наличием нелинейности в тех участках тракта радиолинии, которые являются общими для всех каналов. Наличие нелинейности вызывает появление множества комбинационных частот, которые неизбежно попадают в разделительные фильтры. Для этого типа помех характерно то, что все каналы взаимно мешают друг другу.

Второй тип междуканальных помех связан с недостаточной селективностью разделительных фильтров, в результате чего возникают помехи по соседнему каналу. Ниже анализируются оба типа помех и оценивается влияние параметров радиолинии на их величину.

2. Перекрестные помехи

Интересующий нас участок тракта радиолинии начинается с выхода суммирующего устройства *5* (рис. 6.6) и заканчивается выходом первого демодулятора *13*.

Примем, что напряжение на выходе этого участка тракта является функцией только мгновенного значения сигнала на его входе, т. е. рассматриваемый участок тракта будем считать безынерционным.

Возможная амплитудная характеристика этого участка изображена на рис. 6.15 (кривая *а*). Для анализа

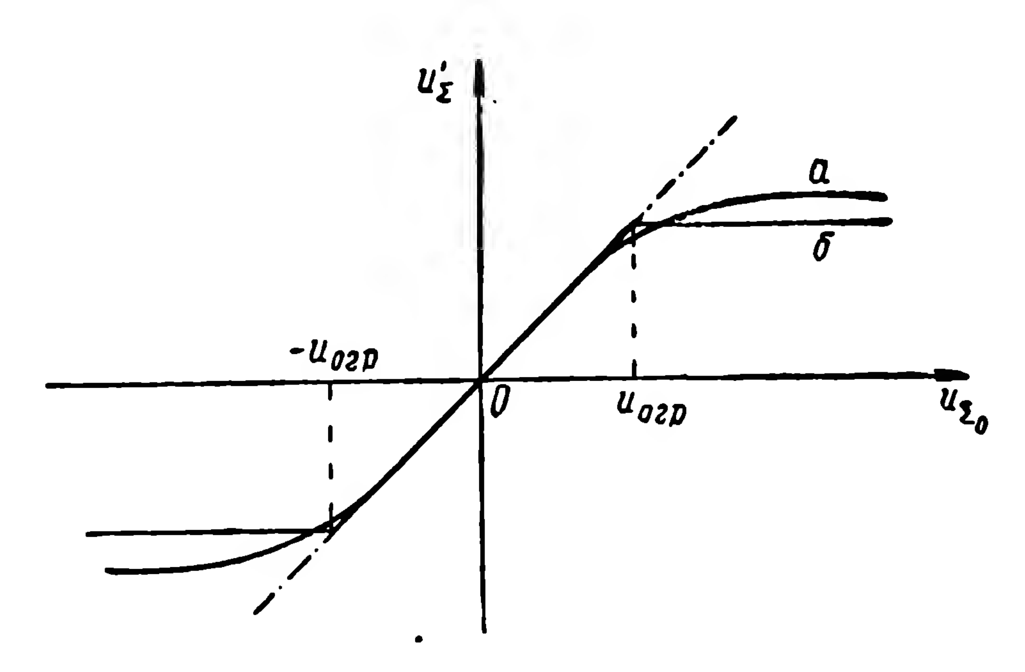


Рис. 6.15. Амплитудная характеристика радиолинии:
u_{Σ_0}—напряжение на выходе суммирующего устройства; u'_Σ—напряжение на выходе разделительных фильтров;
а—амплитудная характеристика радиолинии; *б*—аппроксимация реальной характеристики ломаной линией.

заменим реальную характеристику линейно-ломаной (рис. 6.15, кривая *б*). При такой аппроксимации мы полагаем, что относительно небольшие сигналы (меньшие $u_{огр}$) не искажаются.

Следовательно, условие отсутствия искажений можно записать следующим образом:

$$|u_{\Sigma_0}| \leqslant u_{огр}, \qquad (6.4.1)$$

где $u_{огр}$ — постоянная положительная величина, определяемая физическими характеристиками радиолинии.

Будем считать для простоты коэффициент усиления тракта равным 1.

Тогда при $|u_{\Sigma_0}| > u_{огр}$ имеем

$$|u'_\Sigma| = u_{огр}. \qquad (6.4.2)$$

Если же $|u_{\Sigma_0}| \leqslant u_{огр}$, то

$$u'_\Sigma = u_{\Sigma_0}. \quad (6.4.3)$$

В подобных условиях радиолиния полностью ограничивает максимальное значение сигнала величиной равной $u_{огр}$. Искажения, возникающие при $|u_{\Sigma_0}| > u_{огр}$, можно рассматривать как результат появления дополнительного сигнала, который представляет собой сигнал ошибки $\Delta u_{ош}$, подводимый к выходу радиолинии

$$\Delta u_{ош} = u'_\Sigma - u_{\Sigma_0}. \quad (6.4.4)$$

Этот сигнал ошибки будет представлять собой импульсы случайной амплитуды, формы и длительности (рис. 6.16).

Сигнал ошибки имеет сплошной спектр, который занимает широкую область частот и перекрывает полосы всех разделительных фильтров. Поэтому на выходе каждого разделительного фильтра, кроме основного сигнала, будет появляться помеха, величина которой пропор-

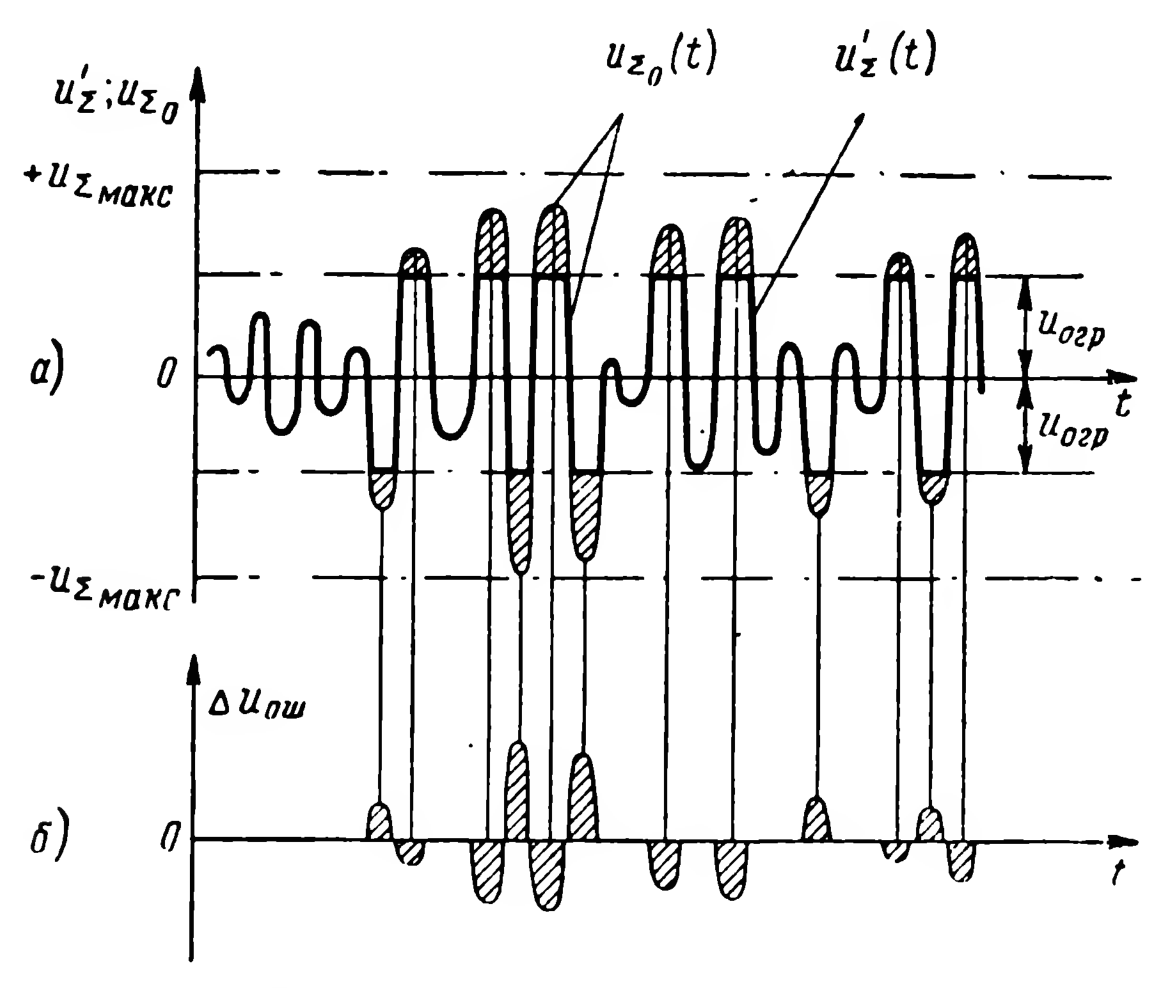


Рис. 6.16. Искажения сигнала в радиолинии при нелинейной амплитудной характеристике:

а — напряжение на входе $u_{\Sigma_0}(t)$ и на выходе $u'_\Sigma(t)$ радиотракта с амплитудной характеристикой вида, показанного на рис. 6.15, *б*; *б* — импульсы „сигнала ошибки"; $u_{\Sigma макс}$ — сумма амплитуд поднесущих.

циональна полосе фильтра и плотности спектра сигнала ошибки на соответствующей частоте. Эту помеху мы и называем перекрестной помехой.

Входной сигнал u_{Σ_0} представляет собой сумму напряжений, каждое из которых является отдельным поднесущим колебанием. Очевидно, что если сумма амплитуд всех поднесущих меньше $u_{огр}$, то тракт будет линейным и перекрестные помехи отсутствуют. Однако при проектировании радиотелеметрической линии обеспечивать такое соотношение невыгодно, так как уменьшение амплитуд поднесущих приведет к увеличению шумовых ошибок.

С другой стороны, оказывается, что если условие (6.4.1) выполняется в продолжение большей части времени работы радиолинии, то перекрестные помехи будут не велики, а шумовые ошибки можно существенно уменьшить, увеличив амплитуды поднесущих в каналах. Возможность подобного улучшения радиолинии обусловливается тем, что между синусоидальными поднесущими (составляющими суммарного сигнала) существуют произвольные фазовые соотношения. Отсюда следует, что только случайно, с определенной вероятностью, эти соотношения могут стать такими, что суммарное напряжение будет равно сумме амплитуд поднесущих или будет достаточно близко к ней. Поэтому значение суммы амплитуд поднесущих колебаний можно выбирать большим, чем величина $u_{огр}$.

Для количественной оценки допустимости той или иной степени перекрестных искажений необходимо установить определенный количественный критерий. В качестве подобного критерия в работе [61] предложено следующее условие: для того чтобы перекрестные помехи практически можно было бы не учитывать, необходимо, чтобы сигнал ошибки был отличен от нуля в среднем в продолжение не свыше, чем 10^{-3} всего времени работы радиолинии. Это условие определяет так называемый «критерий перегрузки». Эффективность и целесообразность расчета линии по критерию перегрузки была проверена экспериментальным путем. Использование критерия перегрузки позволяет установить соотношения, определяющие допустимую амплитуду поднесущих в зависимости от числа n этих поднесущих (каналов) при заданной величине порога ограничения $u_{огр}$.

Для получения такого соотношения прежде всего необходимо знать закон распределения мгновенных значений $P_n(u_{\Sigma_0})$ для входного сигнала, представляющего собой суммарное напряжение, состоящее из n синусоидальных поднесущих с произвольными случайными фазовыми соотношениями.

Рассмотрим для простоты только тот случай, когда составляющие имеют равные амплитуды, что соответствует методу ЧМ-ЧМ.

Если число составляющих будет достаточно велико (практически не менее $8 \div 10$), то в соответствии с центральной предельной теоремой Ляпунова [11] можно считать, что сумма напряжений поднесущих будет распределена по нормальному закону, т. е.

$$P_n(u_{\Sigma_0}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Sigma_0}} e^{-\left(\frac{u^2_{\Sigma_0}}{2\sigma^2_{\Sigma_0}}\right)}, \tag{6.4.5}$$

где σ_{Σ_0} — эффективное значение суммарного напряжения; ($\sigma^2_{\Sigma_0}$ — мощность суммарного напряжения всех поднесущих). Эффективное напряжение одной поднесущей $u_{\text{пн э}}$ определяется при этом следующим выражением:

$$u_{\text{пн э}} = \frac{\sigma_{\Sigma_0}}{\sqrt{n}}. \tag{6.4.6}$$

Определим часть времени, в течение которого $|u_{\Sigma_0}| \leqslant \leqslant u_{\text{огр}}$. Для этого необходимо найти вероятность выполнения неравенст а (6.4.1) для закона распределения вероятностей, заданного в виде (6.4.5):

$$P(|u_{\Sigma_0}| \leqslant u_{\text{огр}}) = P(-u_{\text{огр}} \leqslant u_{\Sigma_0} \leqslant u_{\text{огр}}) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Sigma_0}} \int_{-u_{\text{огр}}}^{+u_{\text{огр}}} e^{-\frac{u^2_{\Sigma_0}}{2\sigma^2_{\Sigma_0}}} du_{\Sigma_0}. \tag{6.4.7}$$

Как известно (см., например, [2]), для стационарного случайного процесса вероятность пребывания случайной

величины u_{Σ_0} в пределах отрезка $\pm u_{огр}$ равна относительному времени, в течение которого $|u_{\Sigma_0}| \leqslant u_{огр}$. Поэтому согласно принятому критерию можно записать

$$(1 - 10^{-3}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Sigma_0}} \int\limits_{-u_{огр}}^{+u_{огр}} e^{-\frac{u_{\Sigma_0}^2}{2\sigma_{\Sigma_0}^2}} du_{\Sigma_0}. \qquad (6.4.8)$$

Используя таблицы интеграла вероятности, получаем, что такому равенству соответствует

$$u_{огр} = 3{,}29\sigma_{\Sigma_0}.$$

Таким образом, выбрав эффективное значение суммарного сигнала в 3,29 раза меньше величины порога ограничения $u_{огр}$, достигаем того, что суммарная длительность интервалов времени, в течение которых $|u_{\Sigma_0}| > u_{огр}$, не будет превышать 10^{-3} от всего времени работы.

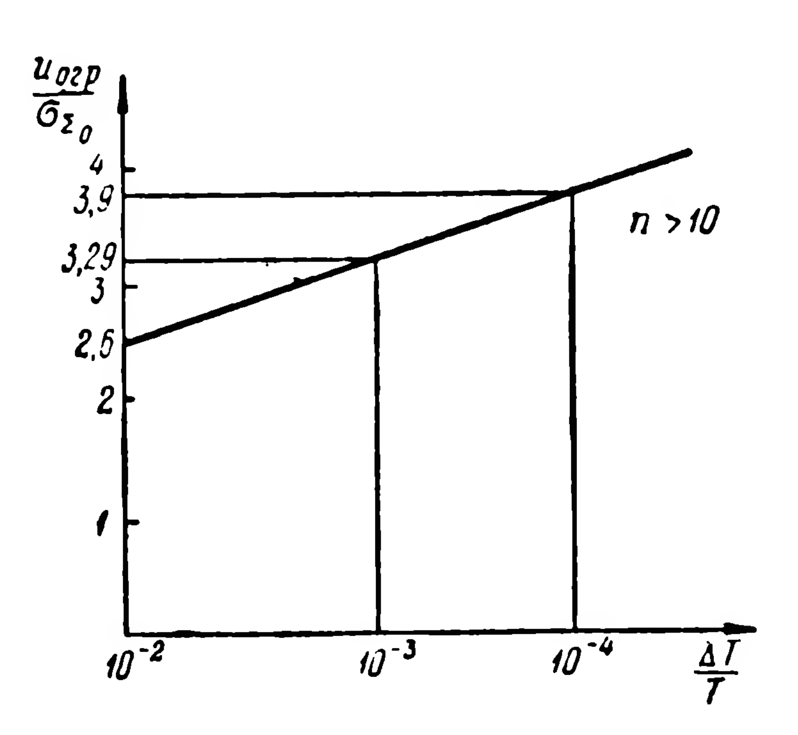


Рис. 6.17. График зависимости допустимого порога ограничения от относительного времени перегрузки линии.

Задаваясь различными значениями критерия перегрузки, т. е. различными вероятностями $P(|u_{\Sigma_0}| \leqslant u_{огр})$, можно построить график [61], представленный на рис. 6.17, где по горизонтали отложено относительное время $\frac{\Delta T}{T}$, в течение которого имеет место перегрузка линии, а по вертикали — соответствующие значения отношения $\frac{u_{огр}}{\sigma_{\Sigma_0}}$. Проведенное рассмотрение справедливо только при достаточно большом числе каналов ($n > 10$).

Перейдем теперь к определению допустимого значения $\frac{u_{огр}}{\sigma_{\Sigma_0}}$ при меньшем числе каналов, когда закон распределения вероятностей $P_n(u_{\Sigma_0})$ нельзя считать нормальным. При этом вид закона $P_n(u_{\Sigma_0})$ будет зависеть от n, а следова-

тельно, и вычисленное значение $\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}$ также зависит от n. Результаты вычислений [61] приведены в виде графиков на рис. 6.18 для различных значений $\frac{\Delta T}{T}$. Из графика видно, что допустимое значение $\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}$ при использовании кри-

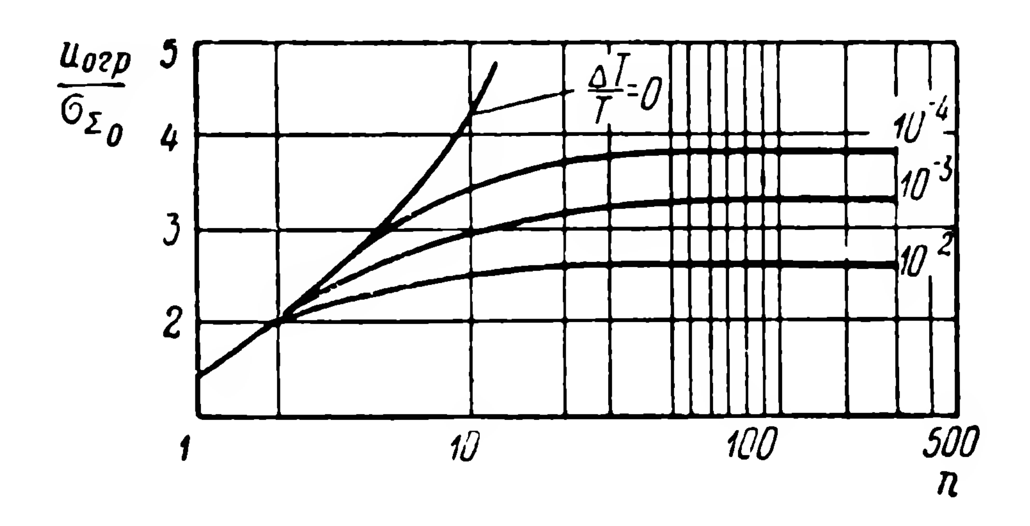


Рис. 6.18. График зависимости допустимого порога ограничения от числа каналов n.

терия перегрузки $\left(\frac{\Delta T}{T}=10^{-2}\div 10^{-4}\right)$ практически зависит от числа каналов n только при $n<10$. Кривая $\frac{\Delta T}{T}=0$ соответствует полному отсутствию перегрузок. Уравнение этой кривой находится следующим образом. Из равенства (6.4.6) получим

$$U_{\text{пн}}=\sqrt{2}\,\frac{\sigma_{\Sigma_0}}{\sqrt{n}}, \tag{6.4.9}$$

где $U_{\text{пн}}$ — амплитуда синусоидального напряжения одной поднесущей.

Условие отсутствия искажений соответствует равенству

$$u_{\text{огр}}=nU_{\text{пн}}. \tag{6.4.10}$$

Из выражений (6.4.9) и (6.4.10) получим следующее уравнение для кривой $\frac{\Delta T}{T}=0$

$$\left(\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}\right)_{\frac{\Delta T}{T}=0}=\sqrt{2n}. \tag{6.4.11}$$

Обсудим теперь, что дает использование критерия допустимой перегрузки при проектировании радиотелеметрических линий. Если проектировать линию так, чтобы перегрузки отсутствовали, то эффективное напряжение суммарного сигнала σ_{Σ_0} придется выбирать из условия (6.4.11). Если же допустить перегрузку в течение части рабочего времени, то величина $\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}$ может быть уменьшена, как это следует из рис. 6.18. Увеличение σ_{Σ_0}, которое можно получить, допуская перегрузку, определится следующим соотношением:

$$A_{\text{п}}=\frac{\left(\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}\right)_{\frac{\Delta T}{T}=0}}{\left(\frac{u_{\text{огр}}}{\sigma_{\Sigma_0}}\right)_{\frac{\Delta T}{T}}}=\frac{(\sigma_{\Sigma_0})_{\frac{\Delta T}{T}}}{(\sigma_{\Sigma_0})_{\frac{\Delta T}{T}=0}}. \tag{6.4.12}$$

Результат вычисления для $\frac{\Delta T}{T}=10^{-3}$ приведен на рис. 6.19. Заметим, что согласно равенству (6.4.9)

$$A_{\text{п}}=\frac{(U_{\text{пн}})_{\frac{\Delta T}{T}}}{(U_{\text{пн}})_{\frac{\Delta T}{T}=0}}, \tag{6.4.13}$$

т. е. график (рис. 6.19) показывает во сколько раз можно увеличить амплитуду поднесущих колебаний, если допустить перегрузку в течение 10^{-3} от всего времени измерения.

Из графика (рис. 6.19) видно, что критерий перегрузки дает существенный выигрыш при

$$n>10. \tag{6.4.14}$$

Рис. 6.19. Увеличение амплитуды поднесущих колебаний с учетом допустимой перегрузки.

Таким образом, основываясь на использовании критерия перегрузки при заданном числе каналов, можно работать с большими значениями амплитуды поднесу-

щих. При этом улучшается отношение сигнал/шум и соответственно возрастает точность передачи.

3. Помехи по соседнему каналу

Рассмотрим количественные соотношения для наиболее простого случая (АМ-ЧМ или АМ-АМ), когда поднесущая модулируется по амплитуде сообщением, неизменным по величине (передача постоянной составляющей). В этом случае напряжение сигнала на выходе разделительного фильтра будет представлять собой гармоническое колебание с амплитудой $U'_{\text{пн}_j}$ и частотой $F_{\text{пн}_j}$. Если по соседнему каналу на частоте $F_{\text{пн}_{(j+1)}}$ передается аналогичный сигнал, то недостаточная селективность разделительного фильтра приведет к тому, что в j-м канале появится помеха в виде гармонического колебания с амплитудой $\rho_{\text{ф}} U'_{\text{пн}_{(j+1)}}$ и частотой $F_{\text{пн}_{(j+1)}}$, где $\rho_{\text{ф}}$ учитывает ослабление, вносимое фильтром j-го канала на частоте $F_{\text{пн}_{(j+1)}}$. В подобных условиях на второй демодулятор j-го канала будет поступать напряжение следующего вида:

$$U'_{\text{пн}_j} \sin 2\pi F_{\text{пн}_j} t + \rho_{\text{ф}} U'_{\text{пн}_{(j+1)}} \sin 2\pi F_{\text{пн}_{(j+1)}} t =$$

$$= \sqrt{U'^2_{\text{пн}_j} + \rho^2_{\text{ф}} U'^2_{\text{пн}_{(j+1)}} + 2\rho_{\text{ф}} U'_{\text{пн}_j} U'_{\text{пн}_{(j+1)}} \cos 2\pi (F_{\text{пн}_{(j+1)}} - F_{\text{пн}_j}) t} \times$$

$$\times \sin [2\pi F_{\text{пн}_j} t + \varphi(t)]. \qquad (6.4.15)$$

На выходе демодулятора поднесущей (амплитудного детектора) выделится огибающая приложенного напряжения

$$E_{\text{кл}} =$$

$$= \sqrt{U'^2_{\text{пн}_j} + \rho^2_{\text{ф}} U'^2_{\text{пн}_{(j+1)}} + 2\rho_{\text{ф}} U'_{\text{пн}_j} U'_{\text{пн}_{(j+1)}} \cos 2\pi (F_{\text{пн}_{(j+1)}} - F_{\text{пн}_j}) t}. \qquad (6.4.16)$$

Коэффициент $\rho_{\text{ф}}$ в правильно спроектированной линии будет всегда значительно меньше единицы. Считая амплитуды поднесущих в каналах одинаковыми ($U'_{\text{пн}_j} = U'_{\text{пн}_{(j+1)}}$), разлагая выражение (6.4.16) в степенной ряд по степеням

величины $2\rho_ф/1+\rho_ф^2$ и пренебрегая членами высших порядков малости, получаем

$$E_{кл}=U'_{пн_j}\left[\sqrt{1+\rho_ф^2}-\frac{\rho_ф^2}{4(1+\rho_ф^2)^{3/2}}\right]+$$

$$+U'_{пн_j}\frac{\rho_ф}{\sqrt{1+\rho_ф^2}}\cos 2\pi\left(F_{пн(j+1)}-F_{пн_j}\right)t-$$

$$-U'_{пн_j}\frac{\rho_ф^2}{4(1+\rho_ф^2)^{3/2}}\cos 4\pi\left(F_{пн(j+1)}-F_{пн_j}\right)t+\ldots \quad (6.4.17)$$

Из этого соотношения следует, что на выходе амплитудного детектора будут иметь место постоянная составляющая и частоты биений.

Эффективность помехи по соседнему каналу существенно зависит от полосы пропускания выходного фильтра $\Delta F_{кл}$. Если эта полоса достаточно мала по сравнению с разносом частот соседних каналов, то частоты биений не попадут на выход канала. При этом эффект помехи по соседнему каналу будет проявляться в некотором изменении постоянной составляющей, т. е. в рассматриваемом случае — в искажении принятого сообщения. Величину этого искажения можно вычислить по формуле (6.4.17). Задаваясь допустимым уровнем помех по соседнему каналу и используя выводы, полученные в данном разделе, можно сформулировать требования к селективности и полосе пропускания разделительных фильтров.

6.5. ИСКАЖЕНИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ С ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НЕСУЩЕЙ ИЗ-ЗА ЗАПАЗДЫВАЮЩИХ ЭХО-СИГНАЛОВ

На приемном конце радиотелеметрической линии, кроме основного сигнала, при определенных условиях появляется и запаздывающий переотраженный эхо-сигнал. Причиной появления эхо-сигнала может быть переотражение радиоволн от земли, ионосферы или различных местных предметов (рис. 6.20). Кроме того, эхо-сигналы могут возникнуть из-за отражений в аппаратуре.

Рассмотрим высокочастотный тракт радиотелеметрической линии с большим числом каналов, в которой применяется частотная или фазовая модуляция несущей.

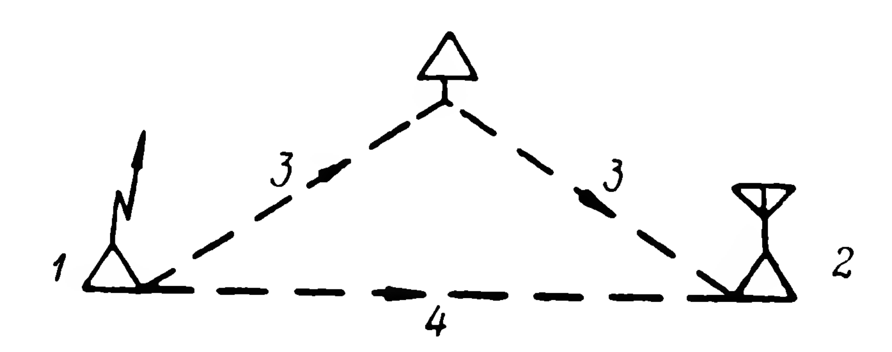


Рис. 6.20. Схема образования эхо-сигнала:

1 — передатчик; 2 — приемник; 3 — путь прохождения запаздывающего эхо-сигнала; 4 — путь прохождения основного сигнала.

Напряжения основного сигнала $E_0(t)$ и эхо-сигнала $E_1(t)$ на приемном конце линии запишем в виде следующих равенств:

$$E_0(t) = E \sin[\omega_{нс} t + \varphi_м(t)] = E \sin \Psi(t), \qquad (6.5.1)$$

$$E_1(t) = rE \sin[\omega_{нс}(t - T_з) + \varphi_м(t - T_з)] = rE \sin \Psi_1(t), \qquad (6.5.2)$$

где E — амплитуда основного сигнала;

r — отношение амплитуд эхо-сигнала и основного сигнала;

$\omega_{нс}$ — несущая частота;

$T_з$ — время запаздывания эхо-сигнала;

$\varphi_м(t)$ — закон частотной или фазовой модуляции несущей суммой поднесущих колебаний.

Суммарный сигнал на входе приемника будет равен

$$E_{вх}(t) = E \sin[\omega_{нс} t + \varphi_м(t)] + rE \sin[\omega_{нс}(t - T_з) + \varphi_м(t - T_з)]. \qquad (6.5.3)$$

Сложение сигналов на входе приемника иллюстрируется векторной диаграммой рис. 6.21. Запаздывание эхо-сигнала по фазе $y(t)$ определяется следующей формулой:

$$y(t) = \Psi_1(t) - \Psi(t) = -\omega_{нс} T_з + \varphi_м(t - T_з) - \varphi_м(t). \qquad (6.5.4)$$

Из рассмотрения векторной диаграммы следует, что эхо-сигнал вызывает фазовый сдвиг результирующего входного сигнала на угол $\Theta(t)$. Этот угол представляет собой фазовую ошибку, возникающую из-за эхо-сигнала.

Запишем входной сигнал приемника

$$E_{вх}(t) = E_{вх} \sin[\omega_{нс} t + \varphi_м(t) + \theta(t)], \qquad (6.5.5)$$

где $E_{вх}$ — амплитуда, которую (учитывая наличие ограничителя) можно считать постоянной.

На выходе приемника после первого демодулятора выделяется напряжение, пропорциональное $\varphi_м(t) + \theta(t)$ при

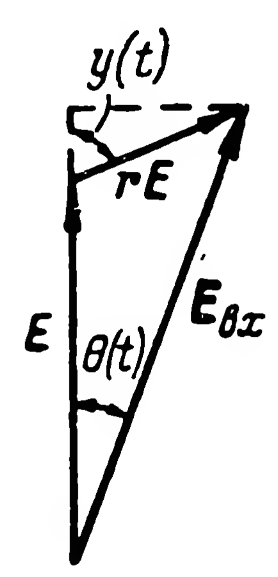


Рис. 6.21. Векторная диаграмма сигналов на входе радиоприемного устройства при наличии эхо-сигнала:

E — вектор прямого сигнала; rE — вектор эхо-сигнала; $E_{вх}$ — вектор суммарного сигнала; $y(t)$ — запаздывание по фазе эхо-сигнала; $\theta(t)$ — фазовая ошибка.

фазовой модуляции и пропорциональное $\frac{d}{dt}[\varphi_м(t) + \theta(t)]$ при частотной модуляции. Это напряжение поступает на разделительные фильтры. Таким образом, на входе разделительных фильтров имеется полезный сигнал $\varphi_м(t)$ $\left(\text{или } \frac{d\varphi_м(t)}{dt}\right)$ и помеха $\theta(t)$ $\left(\text{или } \frac{d\theta(t)}{dt}\right)$.

На выходе разделительного фильтра j-го канала также будет сигнал, мощность которого обозначим $P_{сф_j}$, и помеха с мощностью $P_{пх_j}$.

При фазовой модуляции несущей мощность сигнала на выходе разделительного фильтра будет

$$(P_{сф_j})_{фм} = [G_\varphi(F_{пн_j})]_{фм} \Delta F_{рф}, \qquad (6.5.6)$$

где $F_{пн_j}$ — частота поднесущей j-го канала;

$\Delta F_{рф}$ — полоса разделительного фильтра;

$G_\varphi(f)$ — энергетический спектр процесса $\varphi_м(t)$.

Мощность помехи для этого случая будет

$$(P_{\text{пх}_j})_{\text{фм}} = [G_\theta(F_{\text{пн}_j})]_{\text{фм}} \, \Delta F_{\text{рф}}, \tag{6.5.7}$$

где $G_\theta(f)$ — энергетический спектр процесса $\theta(t)$.

Формулы (6.5.6) и (6.5.7) справедливы при условии, что спектр сигнала $G_\varphi(f)$ и спектр помехи $G_\theta(f)$ можно считать равномерными в пределах полосы фильтра $\Delta F_{\text{рф}}$.

Из этих формул следует, что отношение мощности помехи к мощности сигнала на выходе j-го разделительного фильтра будет равно

$$\left(\frac{P_{\text{пх}_j}}{P_{\text{сф}_j}}\right)_{\text{фм}} = \left[\frac{G_\theta(F_{\text{пн}_j})}{G_\varphi(F_{\text{пн}_j})}\right]_{\text{фм}}. \tag{6.5.8}$$

Эта величина определяет мешающее действие эхо-сигналов.

Аналогичные соотношения при частотной модуляции найдем следующим образом. Мощность сигнала на выходе разделительного фильтра

$$(P_{\text{сф}_j})_{\text{чм}} = 4\pi^2 F^2_{\text{пн}_j} [G_\varphi(F_{\text{пн}_j})]_{\text{чм}} \Delta F_{\text{рф}}. \tag{6.5.9}$$

Множитель $4\pi^2 F^2_{\text{пн}_j}$ учитывает искажение спектра $G_\varphi(f)$ в дифференцирующем звене, так как сигнал после частотного демодулятора пропорционален производной процесса $\varphi_{\text{м}}(t)$. Аналогично для мощности помехи найдем

$$(P_{\text{пх}_j})_{\text{чм}} = 4\pi^2 F^2_{\text{пн}_j} [G_\theta(F_{\text{пн}_j})]_{\text{чм}} \Delta F_{\text{рф}}. \tag{6.5.10}$$

Следовательно, при частотной модуляции несущей

$$\left(\frac{P_{\text{пх}_j}}{P_{\text{сф}_j}}\right)_{\text{чм}} = \left[\frac{G_\theta(F_{\text{пн}_j})}{G_\varphi(F_{\text{пн}_j})}\right]_{\text{чм}}. \tag{6.5.11}$$

Рассмотрим методику, с помощью которой можно вычислить спектр помехи $G_\theta(f)$ [30].

Значение $\theta(t)$ согласно векторной диаграмме рис. 6.21 равно

$$[\theta(t)] = \operatorname{arctg}\left[\frac{rE\sin[y(t)]}{E + rE\cos[y(t)]}\right]. \tag{6.5.12}$$

Полагая эхо-сигнал малым, т. е., считая, что $r \ll 1$, имеем

$$\theta(t) \approx r \sin y(t) = r \sin [v(t) - \omega_{\text{нс}} T_{\text{з}}], \qquad (6.5.13)$$

где

$$v(t) = \varphi_{\text{м}}(t - T_{\text{з}}) - \varphi_{\text{м}}(t). \qquad (6.5.14)$$

Таким образом, помеха $\Theta(t)$ определяется модулирующей функцией $\varphi_{\text{м}}(t)$ и параметрами эхо-сигнала r; $T_{\text{з}}$. В свою очередь, $\varphi_{\text{м}}(t)$ линейно связана с суммой поднесущих колебаний.

При большом числе каналов можно использовать уже применявшийся выше метод замены суммы поднесущих колебаний стационарным случайным напряжением типа флюктуационного шума с нормальным законом распределения. В этом случае $\varphi_{\text{м}}(t)$ также будет стационарным случайным процессом, распределенным по нормальному закону. Определим теперь статистические свойства процесса $v(t)$, заданного формулой (6.5.14).

Если $\varphi_{\text{м}}(t)$ — стационарный случайный процесс с нормальным законом распределения, то $\varphi_{\text{м}}(t - T_{\text{з}})$ — так же стационарный процесс, распределенный по нормальному закону, и следовательно, процесс $v(t)$ — так же подчиняется нормальному закону распределения [2].

Найдем спектр процесса $v(t)$. Для этого рассмотрим формирование функции $v(t)$ из функции $\varphi_{\text{м}}(t)$ с помощью линейной системы, приведенной на рис. 6.22. Определим частотную характеристику такой системы. Для этого положим $\varphi_{\text{м}}(t) = \sin 2\pi f t$. Тогда

$$-v(t) = \varphi_{\text{м}}(t) - \varphi_{\text{м}}(t - T_{\text{з}}) = 2 \sin \frac{2\pi f T_{\text{з}}}{2} \sin (2\pi f t + \zeta).$$

Таким образом, частотная характеристика линейной системы будет

$$\Phi(f) = \frac{|v(t)|}{|\varphi_{\text{м}}(t)|} = 2 |\sin \pi f T_{\text{з}}|. \qquad (6.5.15)$$

Энергетический спектр $G_v(f)$ выходной функции $v(t)$ получается из спектра $G_\varphi(f)$ входной функции $\varphi_{\text{м}}(t)$ с помощью выражения

$$G_v(f) = G_\varphi(f) |\Phi(f)|^2$$

или, учитывая формулу (6.5.15), имеем

$$G_v(f) = 4G_\varphi(f)\sin^2(\pi f T_з). \qquad (6.5.16)$$

Интересующая нас функция $\theta(t)$ связана с функцией $v(t)$ выражением (6.5.13). Эта связь является нелинейной.

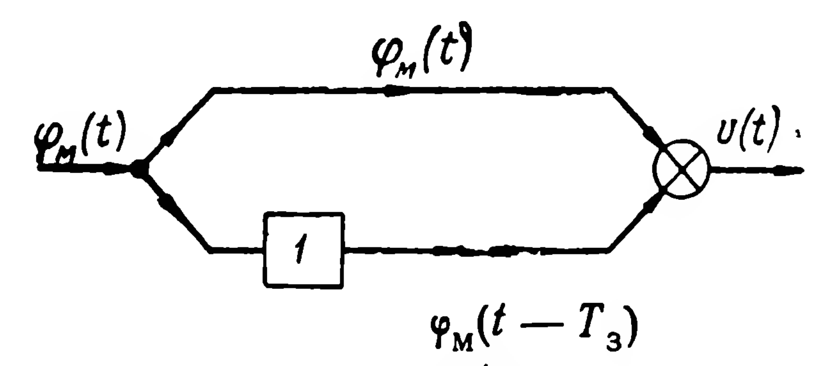


Рис. 6.22. Схема получения функции $v(t)$:
1 — линия задержки на время $T_з$.

Поэтому для определения спектра функции $\theta(t)$ воспользуемся следующим методом.

Корреляционная функция $R_\theta(\tau)$ процесса $\theta(t)$ определяется следующей формулой:

$$R_\theta(\tau) = \overline{\theta(t)\,\theta(t+\tau)},$$

где черта сверху означает усреднение.

Подставляя сюда $\theta(t)$ из (6.5.13), получаем

$$R_\theta(\tau) = \overline{\{r\sin[v(t) - \omega_{нс}T_з]\}\{r\sin[v(t+\tau) - \omega_{нс}T_з]\}} =$$

$$= \frac{r^2}{2}\overline{\cos[v(t) - v(t+\tau)]} -$$

$$- \frac{r^2}{2}\overline{\cos[v(t) + v(t+\tau) - 2\omega_{нс}T_з]}. \qquad (6.5.17)$$

Для определения среднего значения косинусов в выражении (6.5.17) выведем некоторые вспомогательные формулы. С этой целью выпишем известное выражение для характеристической функции двумерного нормального закона распределения случайных величин X; Y, имеющих одинаковые дисперсии [2]

$$\overline{e^{jaX + jbY}} = e^{-\left[\frac{a^2+b^2}{2}\sigma^2 + ab\sigma^2\rho_{XY}\right]},$$

где σ^2 — дисперсия величины X или Y;

ρ_{XY} — коэффициент корреляции между величинами X и Y;

a, b — аргументы характеристической функции

$$j = \sqrt{-1}.$$

Положим

$$X = X(t),$$

$$Y = X(t+\tau),$$

тогда

$$\overline{e^{jaX(t)+jbX(t+\tau)}} = e^{-\left[\frac{a^2+b^2}{2}\sigma^2 + ab\sigma^2\rho(\tau)\right]}.$$

Умножим обе части равенства на величину $e^{j\beta}$, тогда получим

$$\overline{e^{jaX(t)+jbX(t+\tau)+j\beta}} = e^{-\left[\frac{a^2+b^2}{2}\sigma^2 + ab\sigma^2\rho(\tau)\right]}[\cos\beta + j\sin\beta].$$

Левую часть равенства можно представить в виде

$$\overline{e^{j[aX(t)+bX(t+\tau)+\beta]}} = \overline{\cos[aX(t)+bX(t+\tau)+\beta]} +$$

$$+ \overline{j\sin[aX(t)+bX(t+\tau)+\beta]}.$$

Приравнивая действительные части, получаем

$$\overline{\cos[aX(t)+bX(t+\tau)+\beta]} = e^{-\left[\frac{a^2+b^2}{2}\sigma^2 + ab\sigma^2\rho(\tau)\right]}\cos\beta. \qquad (6.5.18)$$

Положив в формуле (6.5.18)

$$X(t) = v(t);\ a = 1;\ b = -1;\ \beta = 0;\ \rho(\tau) = \rho_v(\tau),$$

находим

$$\overline{\cos[v(t) - v(t+\tau)]} = e^{-[\sigma^2 - \sigma^2\rho_v(\tau)]} = e^{-\sigma^2[1-\rho_v(\tau)]}.$$

Приняв теперь в формуле (6.5.18)

$$X(t) = v(t);\ a = 1;\ b = 1;\ \beta = -2\omega_{нс}T_з;\ \rho(\tau) = \rho_v(\tau),$$

получим

$$\overline{\cos [v(t) + v(t+\tau) - 2\omega_{\text{нс}} T_{\text{з}}]} = $$

$$= e^{-\sigma^2 [1 + \rho_v(\tau)]} \cos 2\omega_{\text{нс}} T_{\text{з}}.$$

Подставив полученные значения в выражение (6.5.17) для $R_\theta(\tau)$, имеем

$$R_\theta(\tau) = \frac{r^2}{2} e^{-\sigma^2 [1 - \rho_v(\tau)]} - \frac{r^2}{2} \cos 2\omega_{\text{нс}} T_{\text{з}} e^{-\sigma^2 [1 + \rho_v(\tau)]}, \quad (6.5.19)$$

где σ^2 — дисперсия процесса $v(t)$ [или $v(t+\tau)$];

$\rho_v(\tau)$ — нормированная корреляционная функция процесса $v(t)$.

Как известно $\sigma^2 = R_v(0)$ и $\sigma^2 \rho_v(\tau) = R_v(\tau)$. Спектр процесса $\theta(t)$ найдем с помощью известной формулы

$$G_\theta(f) = 4 \int_0^\infty R_\theta(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau. \quad (6.5.20)$$

Подставив сюда значение $R_\theta(\tau)$ из формулы (6.5.19) получим

$$G_\theta(f) = 4 \int_0^\infty \left\{ \frac{r^2}{2} e^{-\sigma^2 [1 - \rho_v(\tau)]} - \frac{r^2}{2} \cos 2\omega_{\text{нс}} T_{\text{з}} e^{-\sigma^2 [1 + \rho_v(\tau)]} \right\} \times$$

$$\times \cos 2\pi f \tau d\tau. \quad (6.5.21)$$

Как видно из полученного выражения, спектр помехи $G_\theta(f)$ определяется корреляционной функцией $\rho_v(\tau)$ [или $R_v(\tau)$] процесса $v(t)$; $R_v(\tau)$ находится преобразованием Фурье спектра $G_v(f)$. В свою очередь $G_v(f)$, как видно из (6.5.16), зависит от спектра модулирующей функции $G_\varphi(f)$. Спектр $G_\varphi(f)$ зададим в соответствии с физической картиной процессов в радиотелеметрической линии.

В случае фазовой модуляции $\varphi_{\text{м}}(t)$ пропорционально сумме напряжений поднесущих колебаний $u_{\Sigma_0}(t)$

$$\varphi_{\text{м}}(t) = K_{\text{фм}} u_{\Sigma_0}(t). \quad (6.5.22)$$

В случае частотной модуляции сумма поднесущих колебаний определяет закон изменения частоты несущего колебания. Следовательно,

$$\varphi_{м}(t)=K_{чм}\int\limits_{0}^{t}u_{\Sigma_0}(t)\,dt. \qquad (6.5.23)$$

$K_{фм}$; $K_{чм}$ — коэффициенты преобразования фазового и частотного модулятора соответственно.

В первом приближении можно принять, что мощность поднесущих колебаний распределена равномерно в диапазоне частот от $F_а$ до $F_б$, т. е. энергетический спектр $G_{\Sigma_0}(f)$ процесса $u_{\Sigma_0}(t)$ равен

$$\begin{gathered} G_{\Sigma_0}(f)=q_0 \text{ при } F_а\leqslant f\leqslant F_б, \\ G_{\Sigma_0}(f)=0 \text{ при } f<F_а;\ f>F_б. \end{gathered} \qquad (6.5.24)$$

В этом случае для фазовой модуляции несущей имеем

$$\begin{gathered} G_{\varphi}(f)=K^2_{фм}q_0 \text{ при } F_а\leqslant f\leqslant F_б, \\ G_{\varphi}(f)=0 \text{ при } f<F_а;\ f>F_б. \end{gathered} \qquad (6.5.25)$$

Для частотной модуляции несущей, учитывая формулу (6.5.23), получаем

$$\begin{gathered} G_{\varphi}(f)=\frac{1}{4\pi^2 f^2}K^2_{чм}q_0 \text{ при } F_а\leqslant f\leqslant F_б, \\ G_{\varphi}(f)=0 \text{ при } f<F_а;\ f>F_б. \end{gathered} \qquad (6.5.26)$$

Дальнейшая задача заключается в последовательном определении спектра $G_v(f)$ по формуле (6.5.16), корреляционной функции $R_v(\tau)$ и спектра помехи $G_\theta(f)$ по формуле (6.5.21).

Покажем, как довести вычисления до конца для случая частотно-модулированной несущей.

Из формул (6.5.26) и (6.5.16)

$$\begin{gathered} G_v(f)=\frac{K^2_{чм}q_0}{\pi^2 f^2}\sin^2(\pi T_з f) \text{ при } F_а\leqslant f\leqslant F_б, \\ G_v(f)=0 \text{ при } f<F_а;\ f>F_б. \end{gathered} \qquad (6.5.27)$$

Корреляционная функция $R_v(\tau)$ находится как

$$R_v(\tau) = K_{\text{чм}}^2 q_0 \int\limits_{F_\text{а}}^{F_\text{б}} \frac{\sin^2(\pi T_\text{з} f)}{(\pi f)^2} \cos 2\pi f \tau \, df. \qquad (6.5.28)$$

Проинтегрируем это выражение, причем будем считать, что нижняя граничная частота $F_\text{а}$ очень мала, а верхняя граничная частота $F_\text{б}$ очень велика, так что справедливы следующие неравенства:

$$T_\text{з} F_\text{а} \ll 1; \quad T_\text{з} F_\text{б} \gg 1. \qquad (6.5.29)$$

Тогда в результате интегрирования получим*

$$R_v(\tau) \approx \frac{K_{\text{чм}}^2 q_0 T_\text{з}}{2}\left(1 - \frac{\tau}{T_\text{з}}\right) \text{ при } \tau \leqslant T_\text{з}, \qquad R_v(\tau) \approx 0 \text{ при } \tau > T_\text{з}. \qquad (6.5.30)$$

Отсюда следует также

$$\sigma^2 = R_v(0) = \frac{K_{\text{чм}}^2 q_0 T_\text{з}}{2}; \quad \rho_v(\tau) = 1 - \frac{\tau}{T_\text{з}}. \qquad (6.5.31)$$

Подставляя полученные значения в выражение (6.5.21), находим

$$G_\theta(f) = \frac{r^2 K_{\text{чм}}^2 q_0}{\left(\frac{K_{\text{чм}}^2 q_0}{2}\right)^2 + 4\pi^2 f^2}\left[1 + e^{-K_{\text{чм}}^2 q_0 T_\text{з}} \cos 2\omega_\text{нс} T_\text{з}\right]. \qquad (6.5.32)$$

В большинстве случаев нас будет интересовать значение спектра $G_\theta(f)$, усредненное по всем возможным значениям времени задержки $T_\text{з}$, которое является случайной величиной. При усреднении можно предполагать, что фазовый угол $2\omega_\text{нс} T_\text{з}$ распределен равномерно от 0 до 2π, а следовательно,

$$\overline{\cos 2\omega_\text{нс} T_\text{з}} = 0.$$

---

* Выражение (6.5.30) для $R_v(\tau)$ можно получить не интегрировав (6.5.28), если заметить, что при выполнении условия (6.5.29) формула (6.5.27) определяет энергетический спектр прямоугольного импульса с длительностью, равной $T_\text{з}$. Поэтому $R_v(\tau)$ должна быть тождественна корреляционной функции импульса, т. е. определяться равенством (6.5.30).

Такое предположение оправдано тем, что для изменения $\cos 2\omega_{нс} T_з$ в пределах от $+1$ до -1 достаточно ничтожно малого изменения времени $T_з$, равного половине периода несущей частоты $\frac{2\pi}{\omega_{нс}}$.

Тогда вместо формулы (6.5.32) будем иметь

$$\overline{G_\theta(f)} = \frac{r^2 K_{чм}^2 q_0}{\left(\frac{K_{чм}^2 q_0}{2}\right)^2 + 4\pi^2 f^2}. \qquad (6.5.33)$$

Теперь, используя формулы (6.5.26) и (6.5.33), получаем согласно (6.5.11)

$$\left(\frac{P_{пх_j}}{P_{сф_j}}\right)_{чм} = \frac{r^2}{1 + \left(\frac{K_{чм}^2 q_0}{4\pi F_{пн_j}}\right)^2}. \qquad (6.5.34)$$

Введем теперь понятие эффективной девиации частоты несущей суммой поднесущих колебаний $f_{дэ}$. При принятых выше условиях

$$f_{дэ} = \frac{K_{чм}}{2\pi} \sqrt{q_0} \sqrt{F_б - F_а}.$$

Учитывая, что $F_б \gg F_а$, находим

$$f_{дэ} \approx \frac{K_{чм}}{2\pi} \sqrt{q_0 F_б} \qquad (6.5.35)$$

или

$$K_{чм}^2 q_0 = \frac{4\pi^2 f_{дэ}^2}{F_б}.$$

Подставляя (6.5.35) в (6.5.34), получаем

$$\left(\frac{P_{пх_j}}{P_{сф_j}}\right)_{чм} = \frac{r^2}{1 + \left(\frac{\pi f_{дэ}^2}{F_{пн_j} F_б}\right)^2}. \qquad (6.5.36)$$

Формулой (6.5.36) можно пользоваться для оценки искажений, возникающих в каналах радиолинии с частотно-модулированной несущей из-за эхо-сигналов. При этом должны

быть известны параметры радиолинии $f_{дэ}$, $F_б$ и относительная мощность эхо-сигнала r^2.

В том случае, когда запаздывающий сигнал возникает в результате рассогласования линии (кабеля или волновода) с нагрузкой, амплитуду эхо-сигнала можно определять по следующей формуле [18]:

$$r = \rho_1 \rho_2 \cdot 10^{-2l\delta}, \qquad (6.5.37)$$

где ρ_1, ρ_2 — коэффициенты отражения в начале и в конце линии передачи;

δ — постоянная затухания кабеля;

l — длина кабеля.

Из формулы (6.5.36) следует, что наибольшие искажения будут в канале с наивысшей поднесущей частотой ($F_{пн_j} = F_б$). При заданном r наибольшие искажения определяются величиной $(f_{дэ}/F_б) = m_{чм\,э}$, которую можно рассматривать как эквивалентный индекс частотной модуляции. Чем больше индекс модуляции, тем будут меньше искажения из-за запаздывающих сигналов.

6.6. РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИЕ ЛИНИИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Блок-схемы радиолиний

Общая блок-схема радиотелеметрической линии с временным разделением каналов приведена на рис. 6.23. Каждое сообщение S_j преобразуется в напряжение u_{Sj}. Схема рис. 6.23 составлена для случая, когда в радиопередающем тракте применяется механический коммутатор *5*. Описание конструкции такого коммутатора дается ниже. Коммутатор поочередно подключает к радиолинии датчики *3*. Интервал времени, в течение которого датчик подключен к радиолинии, обычно одинаков для всех датчиков, хотя в принципе это и не обязательно.

На входе кодирующего устройства *6* получается амплитудно-модулированная последовательность рабочих импульсов (АИМ-1) с одинаковой длительностью, равной $\tau_{рб}$ (рис. 6.24). Кодирующее устройство преобразует модуляцию АИМ в другой вид импульсной модуляции (ВИМ, ШИМ, КИМ).

В состав процесса $u_{\Sigma_0}(t)$ на выходе коммутатора кроме рабочих импульсов также входят так называемые синхронизирующие, или кадровые сигналы, и калибровочные сигналы.

Синхронизирующий сигнал обычно предшествует каждому новому циклу подключения датчиков к радиолинии. На каждый цикл (кадр) вырабатывается один

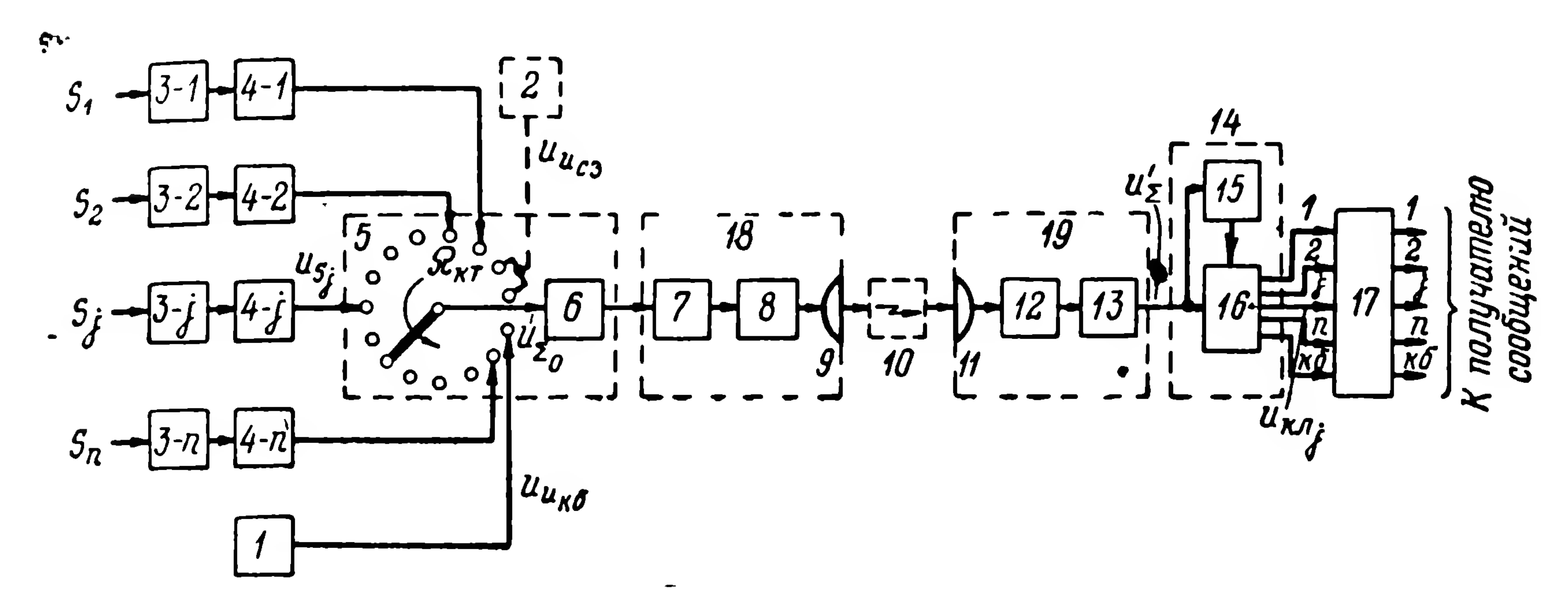


Рис. 6.23. Блок-схема радиотелеметрической системы с временным разделением каналов:

1 — датчик калибровочного сигнала; *2* — датчик кадрового (синхронизирующего) сигнала; *3-(1, 2, ... j, ... n)* — датчики сообщений; $S_1, S_2, \ldots S_j \ldots S_n$ — измеряемые величины; *4-(1, 2, ... j, ..., n)* — усилители; *5* — коммутатор; *6* — кодирующее устройство; *7* — модулятор несущего колебания; *8* — передатчик; *9* — передающая антенна; *10* — трасса радиолинии; *11* — приемная антенна; *12* — линейная часть радиоприемного устройства; *13* — демодулятор несущей; *14* — разделитель (селектор) каналов; *15* — селектор синхронизирующего сигнала; *16* — переключатель каналов; *17* — регистрирующее устройство; *18* — радиопередающее устройство; *19* — радиоприемное устройство.

синхронизирующий сигнал. Этот сигнал имеет структуру, отличающуюся от структуры рабочих импульсов. В схеме (рис. 6.23) синхронизирующий сигнал представляет собой импульс с амплитудой $U_{исз}$ и с длительностью $\tau_{сз}$, более чем в два раза превышающей длительность рабочих импульсов. В общем случае синхронизирующий сигнал может иметь и более сложную форму. Так, например, в качестве синхронизирующего сигнала иногда применяется импульсно-временная кодовая группа. В простейших случаях используется просто пауза между последним импульсом одного кадра и первым импульсом следующего кадра. Датчик синхронизирующих сигналов в подобных случаях будет не нужен. Длительность паузы $t_{сз}$, используемой в качестве синхронизирующего сигнала, должна заметно отличаться

от длительности паузы между рабочими импульсами $\Delta\tau_{рб}$.

Синхронизирующий сигнал необходим для определения принадлежности каналов при их регистрации, а также распределения сообщений по каналам записывающего устройства. Подобное распределение может

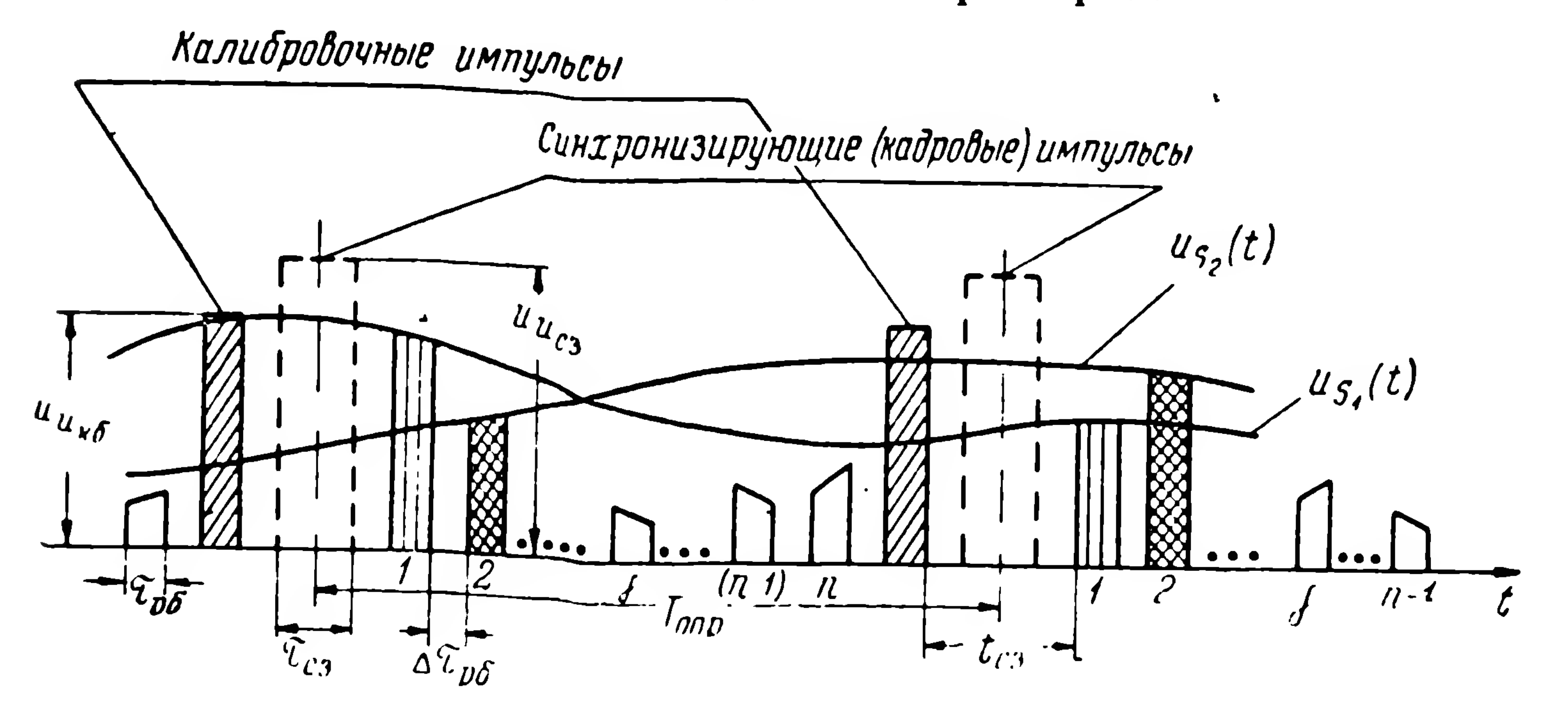


Рис. 6.24. Осциллограмма сигнала на выходе коммутатора при временном разделении каналов.

быть обеспечено при синхронизации работы коммутатора передающего тракта с работой разделителя каналов в приемном устройстве.

В схему (рис. 6.23) введен отдельный канал калибровочного сигнала. Напряжение на выходе датчика *1* этого канала, а следовательно, и амплитуда импульса составляют величину $U_{и_{кб}}$ (рис. 6.24).

Для осуществления градуировки всей амплитудной характеристики радиотелеметрической линии напряжение $U_{и_{кб}}$ должно изменяться во времени по определенному закону.

Для модуляции импульсных поднесущих в радиотелеметрических линиях с временным разделением каналов применяются методы АИМ, ВИМ, ШИМ и КИМ.

Модуляция АИМ происходит непосредственно в коммутаторе каналов. Для получения других методов модуляции используется соответствующий преобразователь (кодирующее устройство) *6* (рис. 6.23).

Возможный принцип осуществления кодирующего устройства для преобразования АИМ — ВИМ и АИМ — ШИМ поясняется схемой, изображенной на рис. 6.25.

Принцип действия этой схемы поясняется временной диаграммой, приведенной на рис. 6.26. Пунктиром на рис. 6.25 показана та часть схемы, которая должна быть использована при ВИМ. Импульсы, промодулированные по амплитуде (точка *а* на рис. 6.25 и 6.26), дифференцируются (точка *б*), положительные выбросы запускают генератор напряжения пилообразной формы *1* (рис. 6.25). Напряжение с выхода этого генератора по-

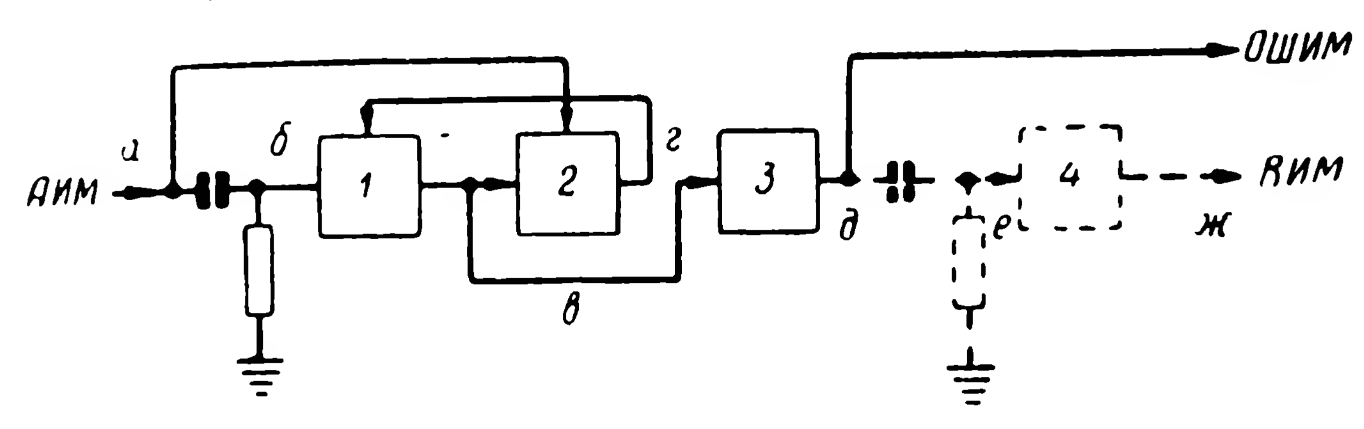


Рис. 6.25. Блок-схема кодирующего устройства для преобразования АИМ в ОШИМ или АИМ в ВИМ:

1 — генератор напряжения пилообразной формы; *2* — схема сравнения амплитуд; *3* — амплитудный ограничитель по максимуму и усилитель; *4* — формирующий каскад (спусковая схема: блокинг-генератор, кипп-реле и т. п.).

дается на схему сравнения амплитуд *2* (рис. 6.25). Сюда же поступают амплитудно-модулированные входные импульсы. В тот момент, когда линейно нарастающее напряжение пилы сравняется с напряжением входного импульса, на выходе схемы сравнения появляется короткий импульс *г*. Этот импульс поступает на генератор напряжения пилообразной формы и обрывает пилообразный импульс. Таким образом, длительность пилообразных импульсов $\tau_{\text{рб ШИМ}}$ оказывается пропорциональной амплитуде входных импульсов. После ограничения и усиления в блоке *3* треугольный импульс превращается в импульс *д*, по форме близкий к прямоугольному той же длительности. Эти импульсы при ШИМ являются выходными сигналами рассматриваемой схемы и далее используются для модуляции несущей. При преобразовании в ВИМ формируются короткие импульсы *ж*. Временной интервал $\tau_{\text{рб ВИМ}}$ будет пропорционален амплитуде входных импульсов. Положение передних фронтов последних соответствует положению тактовых точек.

Положение рабочего импульса при ВИМ или заднего фронта импульса при ШИМ на выходе схемы рис. 6.25

соответствует величине передаваемого сообщения в этот момент. Положение переднего фронта импульса при ШИМ здесь не модулируется. Таким образом, здесь имеет место ВИМ и ШИМ 1-го рода, причем ШИМ является односторонней (ОШИМ-1).

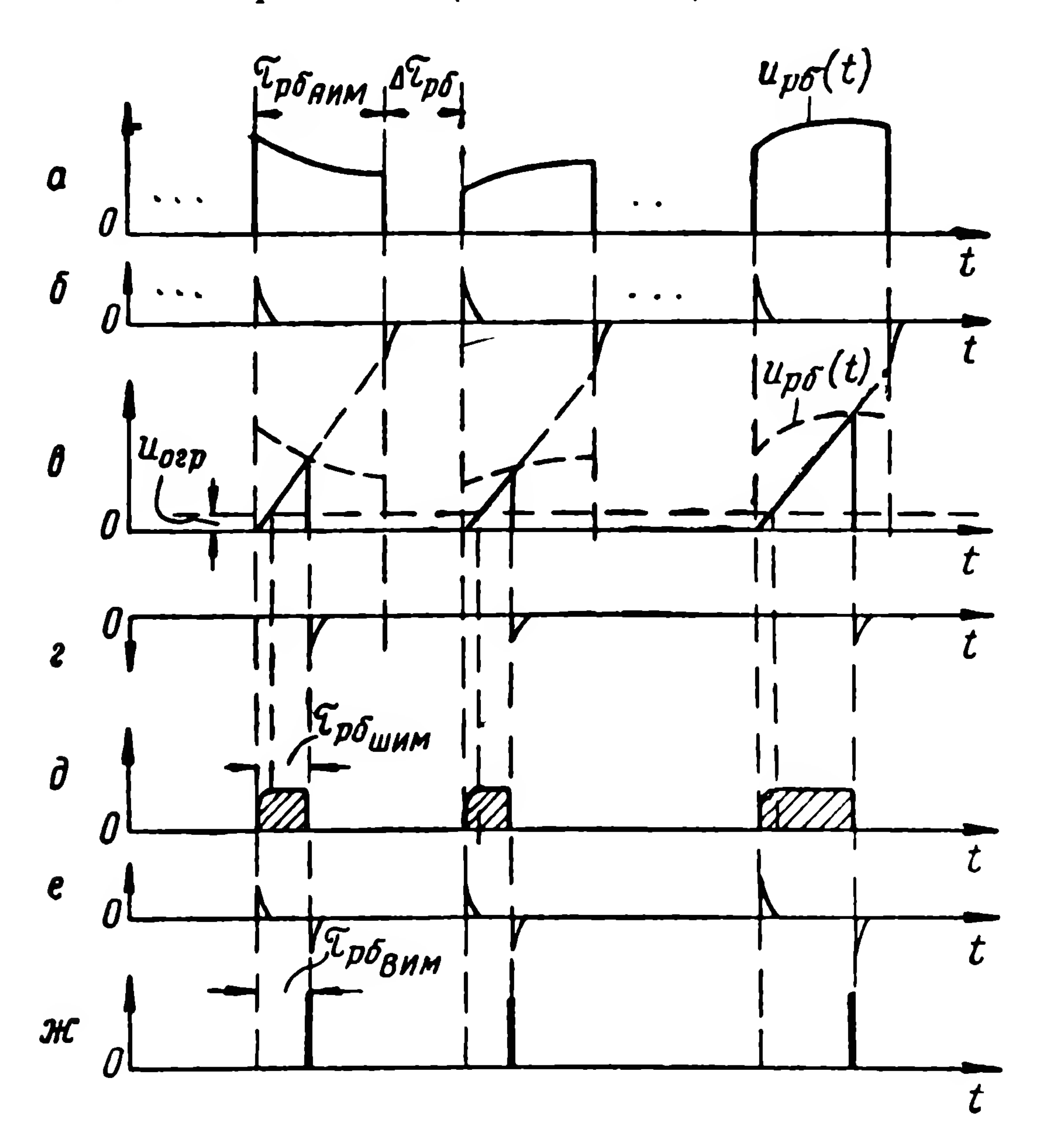


Рис. 6.26. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 6.25:

а — последовательность входных импульсов (АИМ-1); *б* — импульсы на выходе дифференцирующей цепочки; *в* — пояснение принципа работы схемы сравнения амплитуд; *г* — импульс, прекращающий возрастание напряжения пилообразной формы; *д* — выходные широтно-модулированные импульсы (ОШИМ-1); *е* — напряжение на выходе дифференцирующей цепочки; *ж* — выходные импульсы, модулированные по временному положению (ВИМ-1).

Для рассмотренной схемы максимальная длительность временного интервала $(\tau_{\text{рб ШИМ}})_{\text{макс}}$ или $(\tau_{\text{рб ВИМ}})_{\text{макс}}$ всегда будет меньше длительности входного амплитудно-модулированного импульса $\tau_{\text{рб АИМ}}$.

В случае кодово-импульсной модуляции в кодирующем устройстве АИМ преобразуется, например, в двоичные коды. Кодово-импульсная модуляция в дальнейшем

рассматривается применительно к линиям радиотелеуправления (§ 7.7).

Модуляция несущего колебания может осуществляться по амплитуде или по частоте (фазе). Наиболее употребительны следующие сочетания: АИМ-ЧМ, ШИМ-ЧМ, ВИМ-АМ, КИМ-ЧМ, КИМ-АМ.

При АИМ-ЧМ излучается непрерывный сигнал с постоянной амплитудой. В паузах между импульсами частота несущей постоянна ($f_{нс}$). Во время импульса частота несущей получает приращение $\Delta f_{нс}$, величина которого пропорциональна амплитуде соответствующего импульса. Излучаемый сигнал ШИМ-ЧМ также имеет постоянную амплитуду. Частота несущей при ШИМ-ЧМ принимает только два возможных значения: $f_{нс}'$ — во время импульса и $f_{нс}''$ — во время паузы между импульсами. Аналогично модулируется несущая и при КИМ-ЧМ.

При КИМ-АМ, ВИМ-АМ и ШИМ-АМ излучается импульсный сигнал. Амплитуда импульсов и частота несущей во время импульса здесь постоянны.

2. Коммутаторы

В качестве коммутирующего устройства в радиотелеметрических линиях с временным разделением каналов, которые описаны в работах [61, 92], используются как механические коммутаторы, так и электронные схемы (электронные коммутаторы). Применяются также и так называемые электромагнитные коммутаторы.

Изображенный на рис. 6.23 механический коммутатор работает следующим образом. Ползунок (или щетка), вращаемый электромотором с постоянной угловой скоростью $\Omega_{кт}$, перемещается по ламелям, расположенным по окружности и поочередно подключает соответствующие датчики к кодирующему устройству. Для рабочих каналов используется $n_{рб}$ ламелей, для синхронизирующего сигнала — две ламели и для калибровочного сигнала — одна. Существенным преимуществом механического коммутатора является простота устройства. Кроме того, такой коммутатор обеспечивает хорошую идентичность всех каналов, что увеличивает точность их калибровки. Однако механический коммутатор обладает и некоторыми недостатками. Прежде всего такой коммутатор позволяет получить относитель-

но низкие значения частоты опроса датчика каждого канала $F_{опр}$. Значения этой частоты определяются формулой

$$F_{опр} = \frac{N_{кт} N_1}{60},$$

где $N_{кт}$ — скорость вращения коммутатора, *об/мин*;
N_1 — количество подсоединений данного датчика к радиолинии за один оборот ротора коммутатора.

Практически для механического коммутатора значения $F_{опр}$ не превышают нескольких десятков герц.

Другой недостаток механического коммутатора состоит в том, что форма и длительность рабочих импульсов в процессе работы может изменяться как вследствие переходных процессов, возникающих при переходе щетки с одной ламели на другую, так и вследствие изменения состояния самой щетки и ламели. В таком механическом коммутаторе возникают собственные шумы, которые могут ограничивать величину нижнего уровня коммутируемого напряжения.

От подобных недостатков свободны электронные коммутаторы. Однако электронные коммутаторы также обладают и характерными недостатками. Наиболее существенными из них являются сложность и трудность обеспечения хорошей идентичности каналов.

Электронные коммутаторы могут быть, например, выполнены на основе использования матричных и кольцевых схем переключателей. На рис. 6.27 приведена элементарная схема электронного переключателя матричного типа, а на рис. 6.28 — блок-схема коммутатора каналов с использованием такого переключателя.

Временные диаграммы, изображенные на рис. 6.29, поясняют работу переключателя. Матричная схема рис. 6.27 на двух триггерах (*I* и *II*) обеспечивает коммутацию четырех каналов. Пусковые импульсы, генерируемые синхронизатором с частотой $F_{пск}$ заставляют последовательно срабатывать триггер *I*. Напряжения в точках *а* и *б* катодного повторителя триггера *I* изображены на рис. 6.29,*а* и *б*.

Передние фронты импульсов триггера *I* взводят и спускают триггер *II*. Частота повторения импульсов триггера *II* (рис. 6.29,*в* и *г*) оказывается вдвое меньшей, чем триггера *I*. Триггеры управляют работой ма-

тричной схемы. Выходы матричной схемы (провода) *1*, *2*, *3* и *4* рис. 6.27 могут замыкаться на землю через один из диодов и соответствующее катодное сопротивление $R_к$. Заземление выхода происходит в том случае,

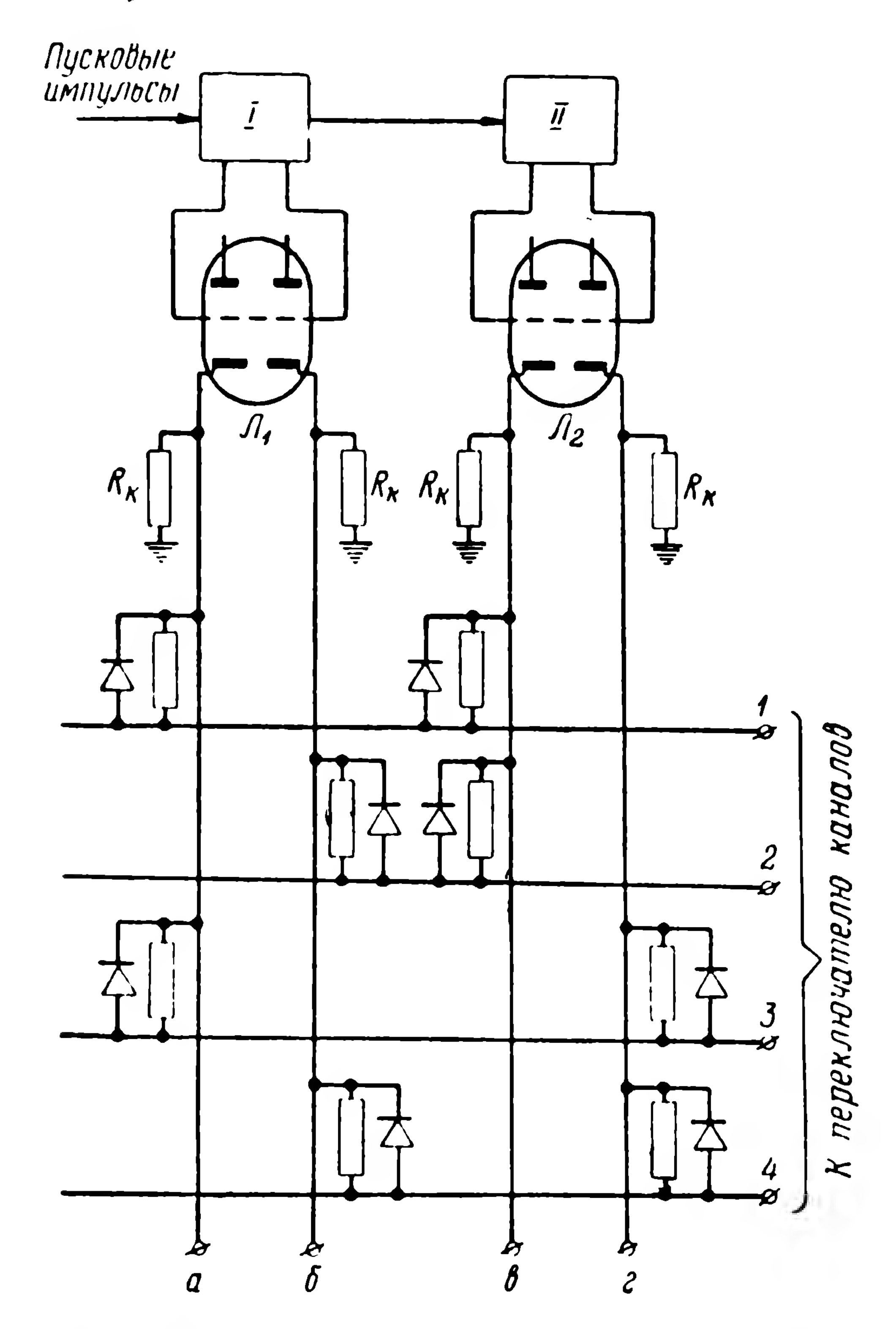


Рис. 6.27. Схема электронного переключателя матричного типа:
I, *II* — триггеры.

когда через соответствующие ему катодные сопротивления не протекает ток. Так, например, провод *1* будет заземлен, если заперта либо левая лампа $Л_1$, либо левая лампа $Л_2$, либо и та и другая одновременно. Наоборот, в том случае, когда левые лампы $Л_1$ и $Л_2$ открыты, потенциал провода *1* становится равным потенциалу катодов ламп и на выходе *1* появляется импульс. Аналогично и для каждого из остальных выходов. Как вид-

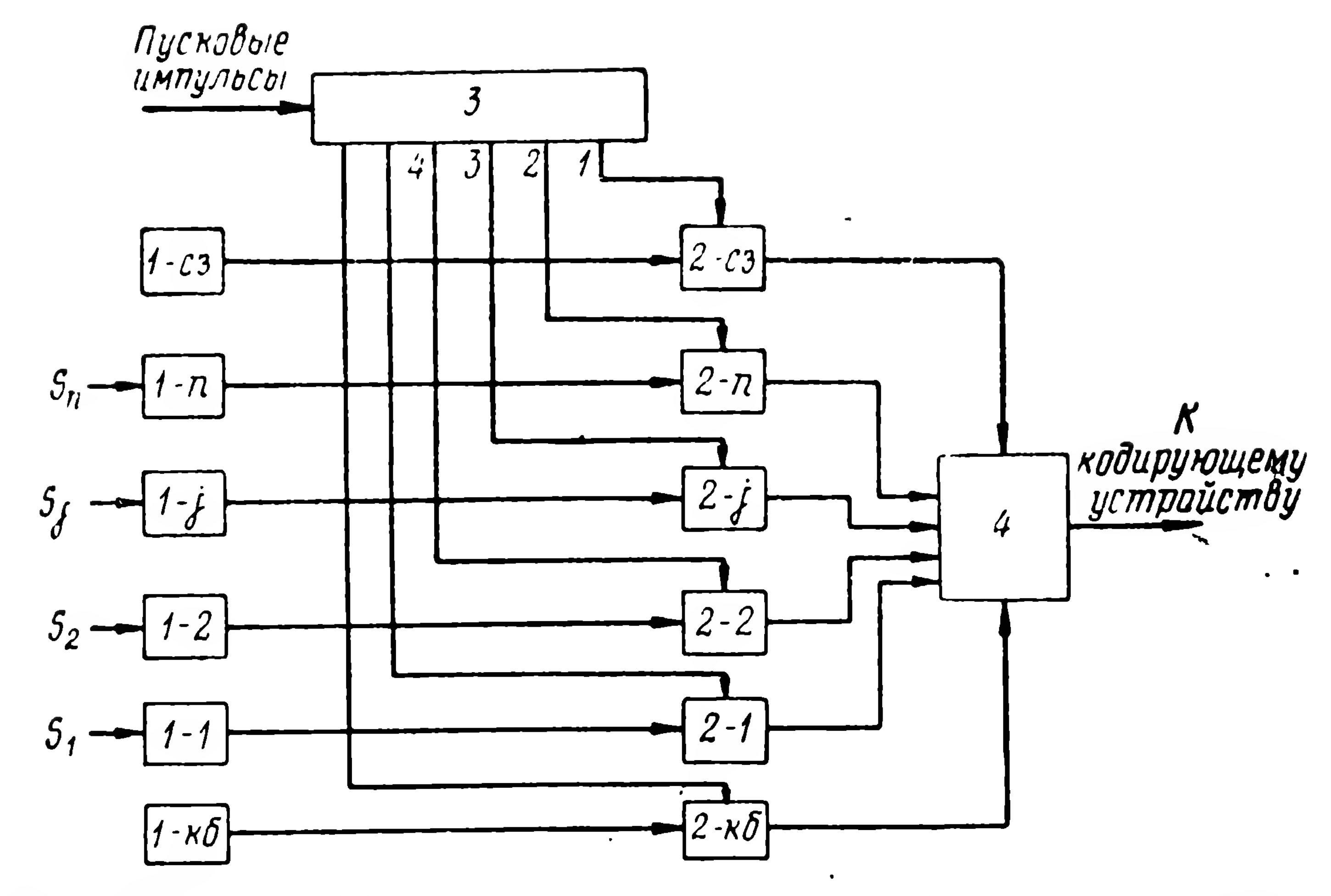


Рис. 6.28. Блок-схема электронного коммутатора с переключателем матричного типа:

1-(1, 2, ..., j, ... n) — датчики сообщений; *1-сз* — датчик синхронизирующего сигнала; *1-кб* — датчик калибровочного сигнала; *2-(1, 2, ..., j ..., n)* — схемы совпадений рабочих каналов; *2-сз* — схема совпадений синхронизирующего канала; *2-кб* — схема совпадений калибровочного канала; *3* — электронный переключатель; *4* — суммирующая схема; $S_1, S_2, \ldots S_j \ldots S_n$ — измеряемые параметры.

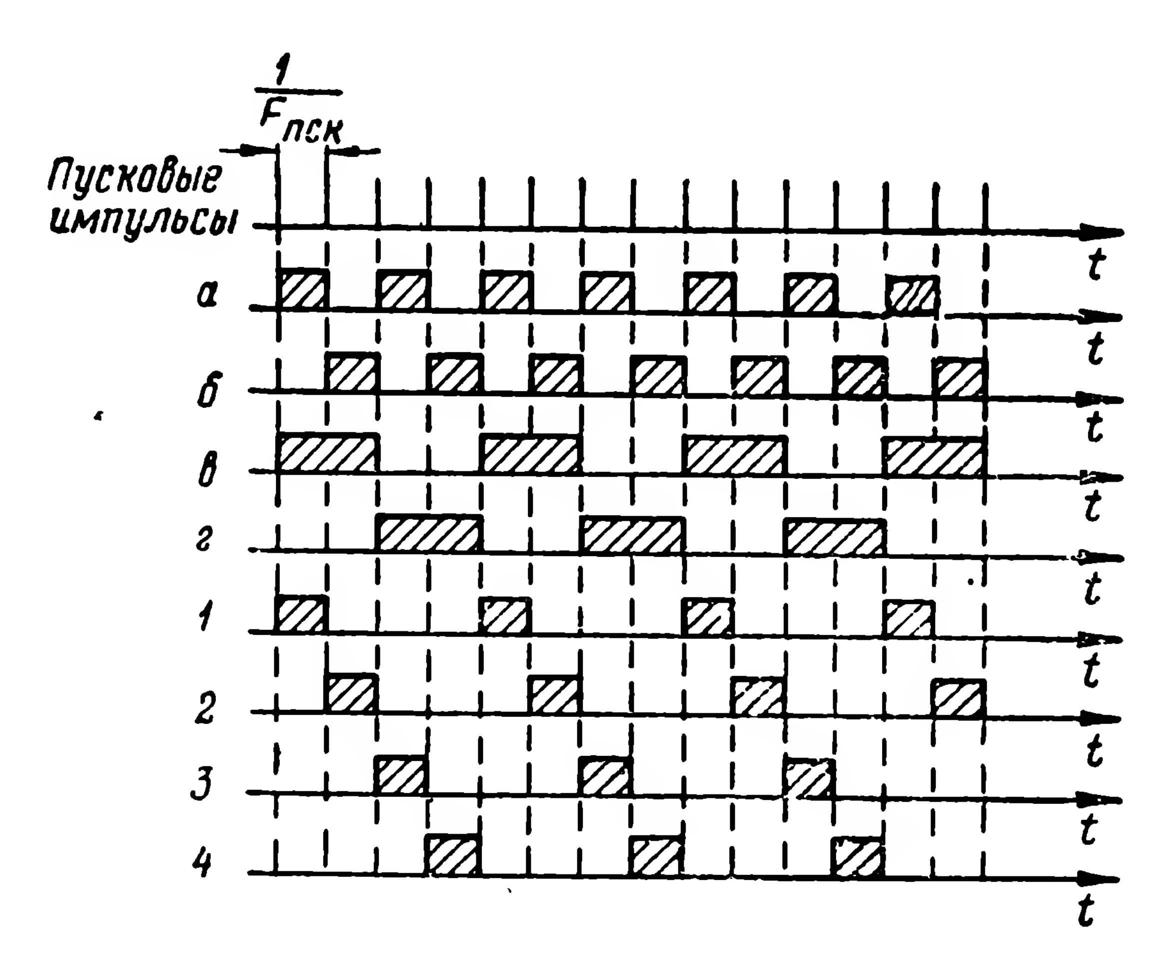


Рис. 6.29. Временные диаграммы напряжений в схеме электронного переключателя матричного типа:

а, б, в, г — импульсы в катодах триггеров; *1, 2, 3, 4* — коммутационные выходные импульсы.

но из осциллограмм (рис. 6.29), на выходах матричной схемы импульсы напряжения появляются во времени последовательно друг с другом. Эти импульсы используются для включения соответствующего канала с помощью схем совпадения *2* (рис. 6.28).

Для увеличения числа каналов надо увеличить число последовательно включенных триггеров $n_{трг}$ и соответственно число ячеек матричной схемы. С помощью матричной схемы можно переключать следующее число каналов:

$$n = 2^{n_{трг}}.$$

Частота пусковых импульсов $F_{пск}$ может достигать 1—2 *Мгц*. Соответственно частота опроса $F_{опр} = \frac{F_{пск}}{n}$ может быть получена весьма высокой.

3. Способы записи

В радиотелеметрической линии с временным разделением каналов используются как непосредственная запись напряжения импульсов поднесущей, так и непрерывная запись напряжения, получаемого после демодуляции импульсной поднесущей с помощью фильтров. Рассмотрим эти способы записи [12, 61, 92].

Начнем со способа непосредственной записи. Здесь основными элементами регистрирующего устройства являются электронно-лучевые трубки и так называемые фоторегистраторы, представляющие собой специальные кинокамеры. Кинопленка в такой кинокамере движется непрерывно. Существует несколько видов непосредственной записи. Основными являются так называемые запись линиями и запись точками.

При записи линиями на кинопленку с экрана трубки фотографируется линия. Длина этой линии пропорциональна значению измеряемого параметра. Принцип записи линиями при ШИМ иллюстрируется схемой, изображенной на рис. 6.30. Пленка, на которую производится запись, непрерывно движется перед экраном электронно-лучевой трубки *2*. Трубка заперта по управляющему электроду *3*, и изображение на экране становится видимым только при подаче положительного импульса на управляющий электрод. Передним фрон-

том входного импульса запускается генератор напряжения пилообразной формы. Одновременно положительный входной импульс открывает трубку по управляющему электроду. Пятно на экране прочерчивает линию, видимая длина которой пропорциональна длительности засвечивающего (входного) импульса. На рис. 6.31 приведена осциллограмма при записи линиями. При такой записи в качестве синхронизирующего сигнала наиболее удобно использовать паузу между соседними кадрами.

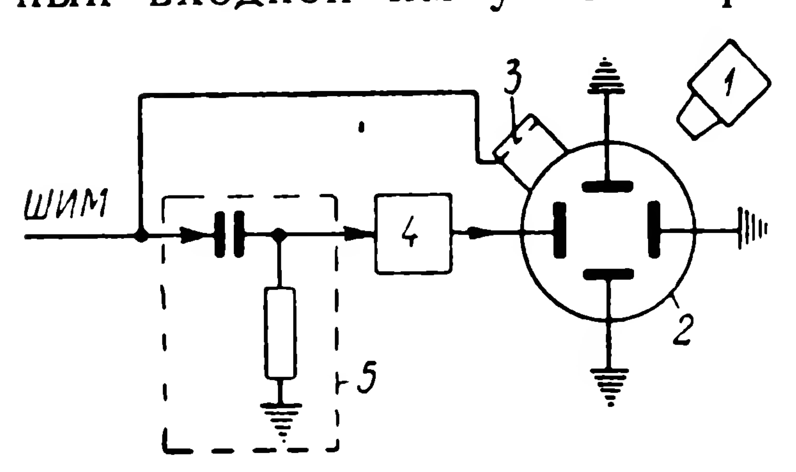


Рис. 6.30. Блок-схема устройства для записи линиями:

1—кинокамера с непрерывной протяжкой пленки (фоторегистратор); *2*—электронно-лучевая трубка; *3*—управляющий электрод; *4*—генератор напряжения пилообразной формы; *5*—дифференцирующая цепочка.

Преимуществом записи линиями является высокая точность. Каждый сигнал здесь записывается на полной ширине пленки. Хорошо воспроизводится передача постоянной составляющей. Следует отметить, что при записи всех каналов на одну пленку скорость движения пленки должна быть весьма высокой, чтобы импульсы соседних каналов при записи не сливались. Так, например, если считать, что для каждой отдельной линии можно использовать 2 *мм* длины пленки, то при числе каналов $n=50$ и длительности одного цикла опросов всех каналов $T_{\text{опр}}=20$ *мсек* (что соответствует частоте опроса $F_{\text{опр}}=50$ *гц*), необходимая скорость движения будет

$$v = 2n\frac{10^{-3}}{T_{\text{опр}}} = 5 \text{ м/сек}.$$

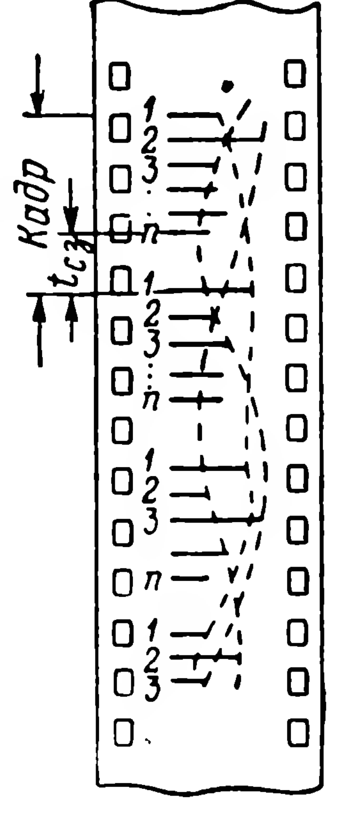


Рис. 6.31. Обработанный образец записи линиями.

В случае, если в радиотелеметрической линии используются поднесущие с ВИМ, то для записи линиями по рассмотренной схеме (рис. 6.30) выходной сигнал радиоприемного устройства предварительно должен быть преобразован в сигнал широтно-импульсной модуляции.

Запись линиями при АИМ может производиться непосредственно. При этом входные импульсы подаются на пластины трубки и одновременно на запертый управляющий электрод. Изображение с экрана фотографируется на движущуюся кинопленку также, как и при записи ШИМ. Существенный недостаток записи линиями большого числа каналов без предварительного их разделения заключается в трудности расшифровки результатов записи. Эта трудность возрастает с увеличением числа каналов.

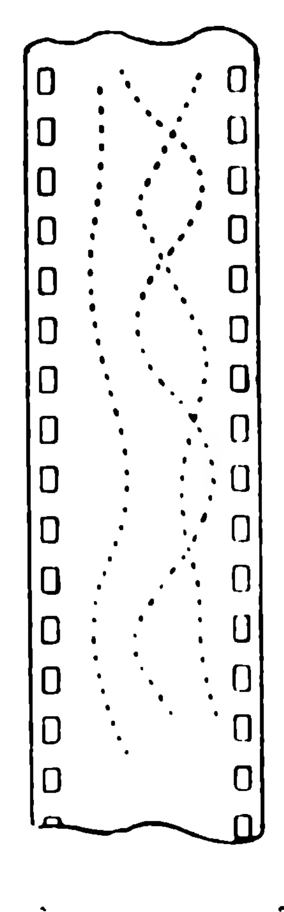


Рис. 6.32. Образец записи точками.

Другой способ непосредственной записи при временном разделении каналов — это запись на кинопленку точками. При этом величина каждого сообщения отмечается точкой относительно общего начального уровня. При такой записи осциллограмма меньше загромождена и может оказаться более наглядной, чем при записи линиями. В случае записи процессов, сильно отличающихся по характеру изменения во времени, расшифровка получается простой и удобной. На рис. 6.32 приведен образец записи точками.

Повышение точности обработки записи линиями и точками достигается предварительным разделением каналов на несколько групп. Сигналы каждой группы каналов подаются на отдельную электронно-лучевую трубку. Регистрация каждой группы осуществляется на отдельной кинопленке, причем для записи сигналов каждого канала используется вся ширина этой пленки. На одну кинопленку в этом случае обычно записываются результаты измерений менее чем 6—8 параметров, т. е. в отдельную группу каналов входит менее 6—8 каналов.

Разделение всех каналов радиотелеметрической линии на несколько отдельно записываемых групп осуществляется с помощью селектора каналов приемного пункта. Принцип разделения каналов для случая записи точками при широтно-импульсной модуляции поясняется схемой, изображенной на рис. 6.33. Схема составлена для 4-канальной радиолинии, причем принято, что с по-

мощью одной электронно-лучевой трубки записываются результаты измерения только по двум каналам.

Работа этой схемы поясняется временными диаграммами, представленными на рис. 6.34. На вход схемы поступают импульсы ШИМ всех каналов (рис. 6.34,*а*). Передний фронт импульсов запускает генератор пилооб-

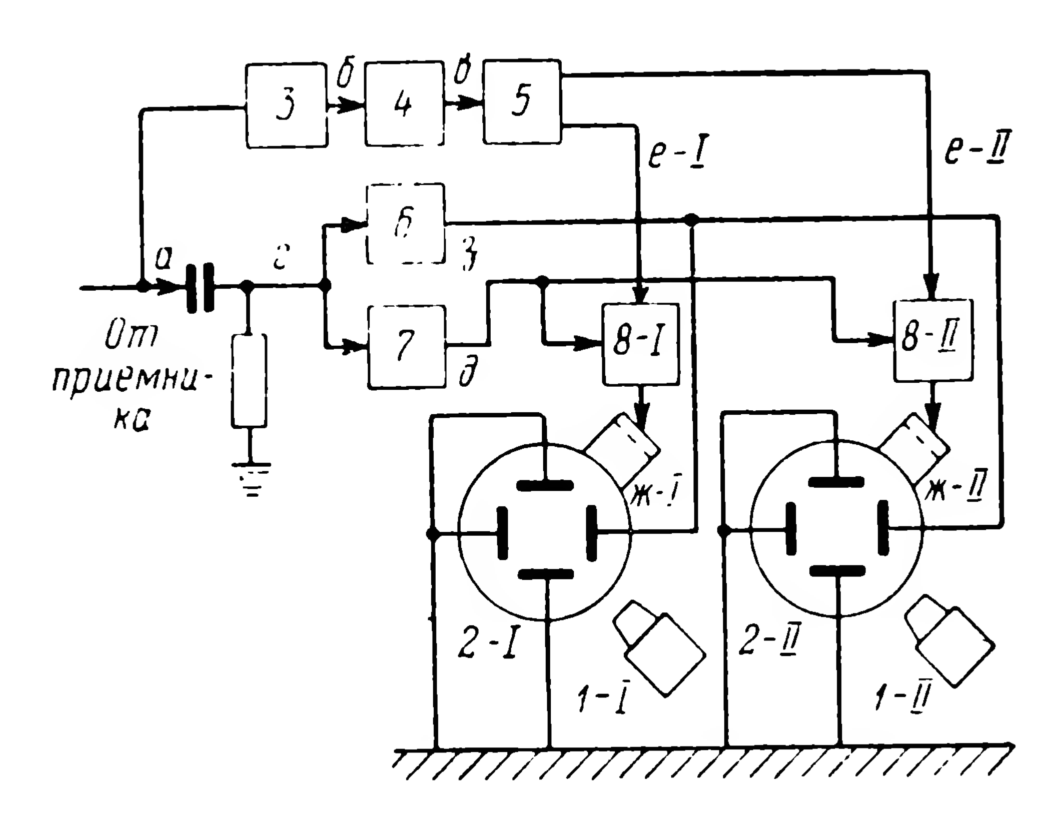


Рис. 6.33. Блок-схема устройства для записи точками на двух электронно-лучевых трубках:

1-I; *1-II* — кинокамеры; *2* — элекронно-лучевые трубки (*2-I* трубка 1-го и 3-го каналов; *2-II* — трубка 2-го и 4-го каналов); *3* и *4* — селектор синхронизирующих сигналов; *5* — генератор селектирующих импульсов; *6* — генератор пилообразного напряжения развертки; *7* — генератор подсвечивающего импульса, подаваемого на управляющие электроды; *8-I* — схема совпадений 1-го и 3 го каналов; *8-II* — схема совпадений 2-го и 4-го каналов.

разного напряжения *6* (рис. 6.33). Пилообразные импульсы (рис. 6.34,*з*) подаются на горизонтальные пластины электронно-лучевых трубок *2-I* и *2-II* (рис. 6.33) и вызывают линейное перемещение пятна на экране. Пятно засвечивается при подаче импульсов *ж-I* и *ж-II* на управляющие электроды. Эти импульсы снимаются со схем совпадения *8-I* и *8-II*, на вход которых подаются подсвечивающие импульсы всех каналов рис. 6.34,*д* и селектирующие импульсы *е-I* и *е-II*. Селектирующие импульсы, открывая в соответствующие моменты схемы совпадения, обеспечивают запись 1-го и 3-го каналов на трубке *2-I* и 2-го и 4-го каналов на трубке *2-II*.

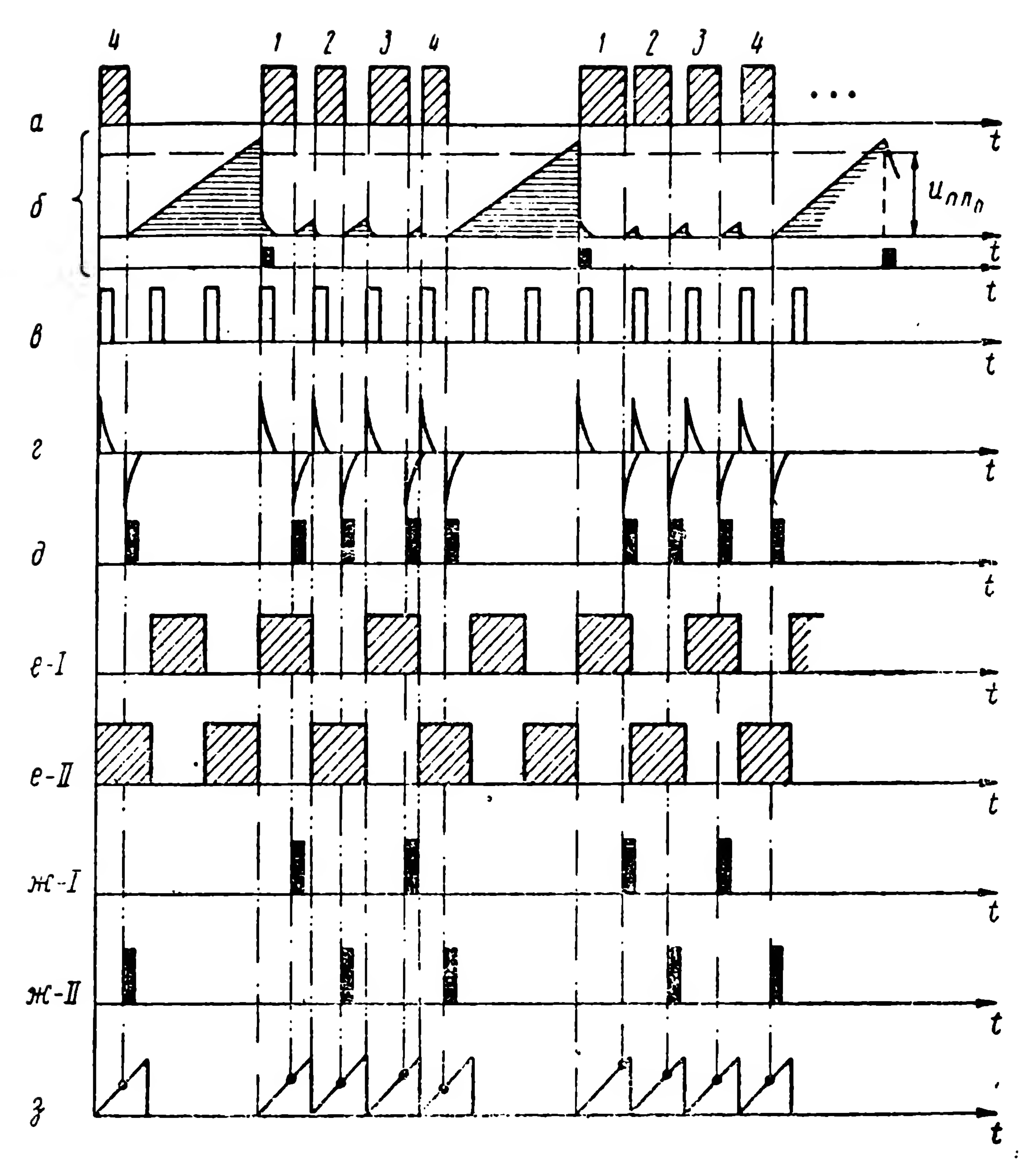


Рис. 6.34. Временные диаграммы напряжений в схеме рис. 6.33:

а — модулированные по ширине импульсы (ОШИМ), поступающие на вход регистрирующего устройства с выхода приемника; *б* — импульсы, вырабатываемые в паузах; *в* — сигнал на выходе генератора синхронизирующих импульсов; *г* — дифференцированные импульсы; *д* — подсвечивающие импульсы, подводимые к управляющим электродам трубок; *е-I* и *е-II* — селектирующие импульсы первой и второй электронно-лучевых трубок, открывающие схемы совпадений; *ж-I* и *ж-II* — подсвечивающие импульсы, разделенные по электронно-лучевым трубкам (по группам каналов); *з* — напряжение развертки.

В качестве генератора селектирующих импульсов *5* (рис. 6.33) может использоваться матричная схема описанного выше типа (рис. 6.27). Пусковые импульсы, управляющие работой матричной схемы, выдаются генератором синхронизирующих импульсов *4*, который в свою очередь синхронизируется кадровыми импульсами. В случаях, когда кадровые импульсы специально не передаются и кадры отделяются длительной паузой

(этому случаю и соответствует рис. 6.34), в селектирующем устройстве имеется генератор кадровых импульсов *3*. Этот генератор выдает импульсы только при наличии соответствующей паузы между входными сигналами (рис. 6.34,*б*). В состав генератора кадровых импульсов входит схема, формирующая напряжение пилообразной формы. Длительность пилообразного импульса, а следовательно, и его амплитуда пропорциональны длительности паузы (рис. 6.34,*б*). Импульсы на выходе генератора кадровых импульсов возникают только при условии, что амплитуда пилообразного напряжения достигает определенной величины, равной $u_{пл\,0}$. Это позволяет выделить импульсы, соответствующие кадрам, из которых затем генератором *4* формируются синхронизирующие сигналы (рис. 6.34,*в*). Очевидно, что в состав генератора синхронизирующих импульсов должен входить умножитель частоты, так как частота повторения этих импульсов должна соответствовать частоте переключения каналов, а частота повторения кадровых импульсов равна частоте повторения кадров. Импульсы на рис. 6.34,*в* являются пусковыми импульсами матричной схемы. На ее выходе получаем селектирующие импульсы *е-I* и *е-II*.

При временной импульсной модуляции поднесущей рабочие импульсы могут быть непосредственно использованы в качестве импульсов подсвета. Схема записи в этом случае будет несколько отличаться от схемы, изображенной на рис. 6.33, но принцип ее работы не изменится.

Недостатком способа непосредственной записи является следующее обстоятельство. На каждый период максимальной частоты в спектре контролируемого параметра необходимо передавать 5—6 отметок, т. е. 5—6 импульсов. Обусловливается это тем, что оператор может провести синусоиду по равномерно расположенным отметкам с достаточной точностью только при условии, что количество отметок на период будет не менее 5—6 [61]. Подобное обстоятельство ограничивает пропускную способность радиотелеметрических линий с временным разделением каналов. Пропускную способность таких линий можно увеличить в 2—2,5 раза [61], если отказаться от непосредственной записи, т. е. от

записи дискретных отметок (в виде точек или линий), и перейти к непрерывной форме записи, отражающей величину и закон изменения контролируемых параметров в виде непрерывных кривых. Подобный переход осуществляется путем предварительной демодуляции

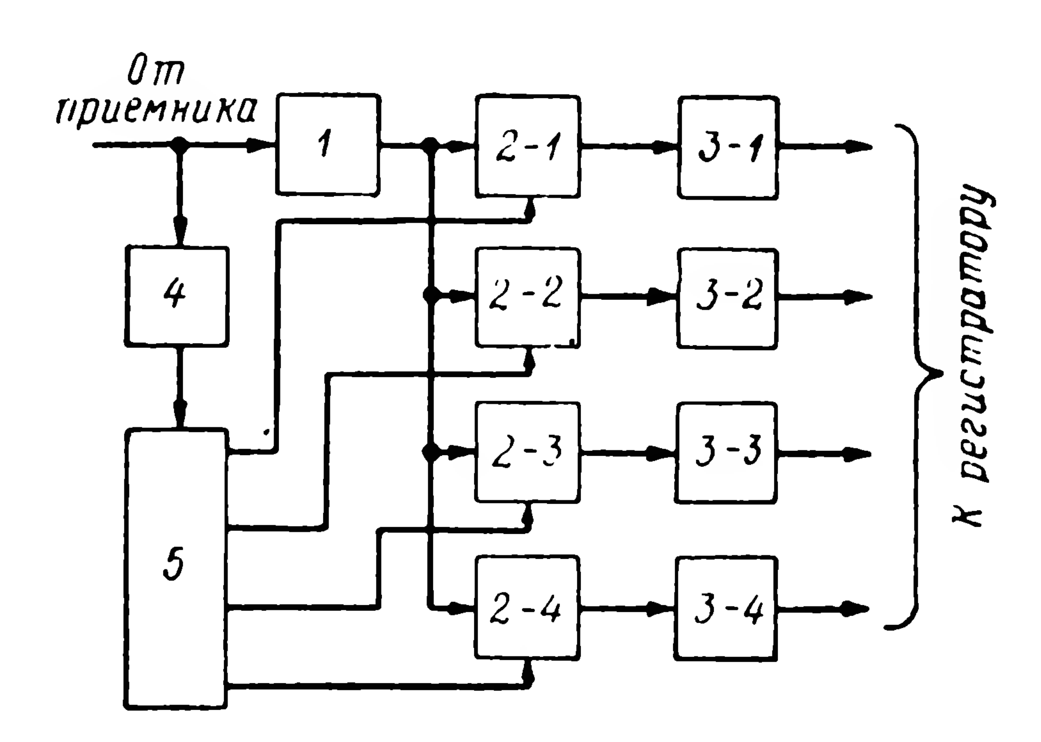


Рис. 6.35. Разделительное и демодулирующее устройство с применением фильтров: 1 — преобразователь ВИМ в ШИМ, 2 (1, 2, 3, 4) — схемы совпадений каналов; 3 (1, 2, 3, 4) — выходные фильтры каналов; 4 — селектор синхронизирующих сигналов; 5 — генератор селектирующих импульсов (матричная схема).

импульсных поднесущих с помощью фильтров нижних частот. Если демодулируется амплитудно-модулированная последовательность импульсов, то для увеличения амплитуды сигнала перед фильтром целесообразно поставить расширитель импульсов.

При демодуляции с помощью фильтров необходим разделитель каналов. Запись может осуществляться в регистрирующем устройстве, работающем по принципу шлейфового осциллографа или на магнитную пленку, т. е. также, как и в радиотелеметрических линиях с частотным разделением каналов.

Принцип осуществления регистрирующего устройства с применением низкочастотных фильтров поясним с помощью схемы, приведенной на рис. 6.35. Эта схема, также как и схема на рис. 6.33, для простоты составлена для 4-канальной линии. В качестве генератора селектирующих (разделительных) импульсов 5 здесь также,

как и в схеме на рис. 6.33, можно использовать, например, матричную схему.

Ширина полосы выходных низкочастотных фильтров должна быть равна примерно ширине спектра передаваемого сообщения. Практически, при использовании низкочастотных фильтров для передачи максимальной

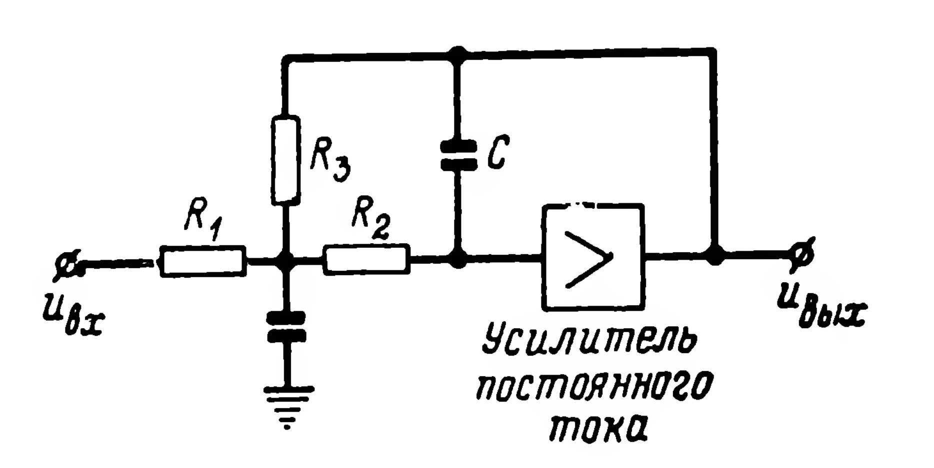


Рис. 6.36. Схема фильтра-аналога.

частоты спектра измеряемого параметра оказывается достаточным примерно 2,3—2,4 отметки на один период (теоретически, в соответствии с теоремой Котельникова требуется более двух отметок). Недостаток обычных фильтров нижних частот с полосой пропускания до нескольких герц состоит в том, что подобные фильтры обычно громоздки. Для осуществления непрерывной записи результатов измерения медленно изменяющихся параметров в радиотелеметрии часто применяются так называемые фильтры-аналоги [61]. Подобные фильтры состоят из усилителя постоянного тока (с большим коэффициентом усиления), охваченного цепью обратной связи, и схемы из сопротивлений и емкостей. Фильтры-аналоги представляют собой простое моделирующее устройство, обеспечивающее решение линейного дифференциального уравнения, соответствующего необходимой частотной характеристике фильтра. Хороший результат можно получить, применяя схему фильтра-аналога, приведенную на рис. 6.36. При соответствующей регулировке частотная характеристика такого фильтра может иметь значение частоты среза меньше 1 *гц*.

В радиотелеметрии практически применяются фильтры-аналоги, представляющие собой последовательное включение двух секций, каждая из которых собрана по схеме рис. 6.36 [61].

6.7. ВОЗДЕЙСТВИЕ ФЛЮКТУАЦИОННЫХ ШУМОВ НА РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИЕ ЛИНИИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Вводные замечания

Как и при рассмотрении радиотелеметрических линий с частотным разделением каналов отношение сигнал/шум в радиотелеметрических линиях с временным разделением каналов будем считать большим, а характеристики всех фильтров прямоугольными.

Воздействие флюктуационных шумов рассмотрим для случая непосредственной записи линиями, и для случая непрерывной записи с помощью фильтров.

Рассмотрение ограничим методами ШИМ-АМ, ВИМ-АМ, ШИМ-ЧМ и АИМ-АМ.

2. Шумовые ошибки в радиотелеметрической линии ШИМ-АМ

Непосредственная запись

Схему радиоприемного тракта при рассмотрении воздействия флюктуационных шумов здесь удобно представить в виде, изображенном на рис. 6.37.

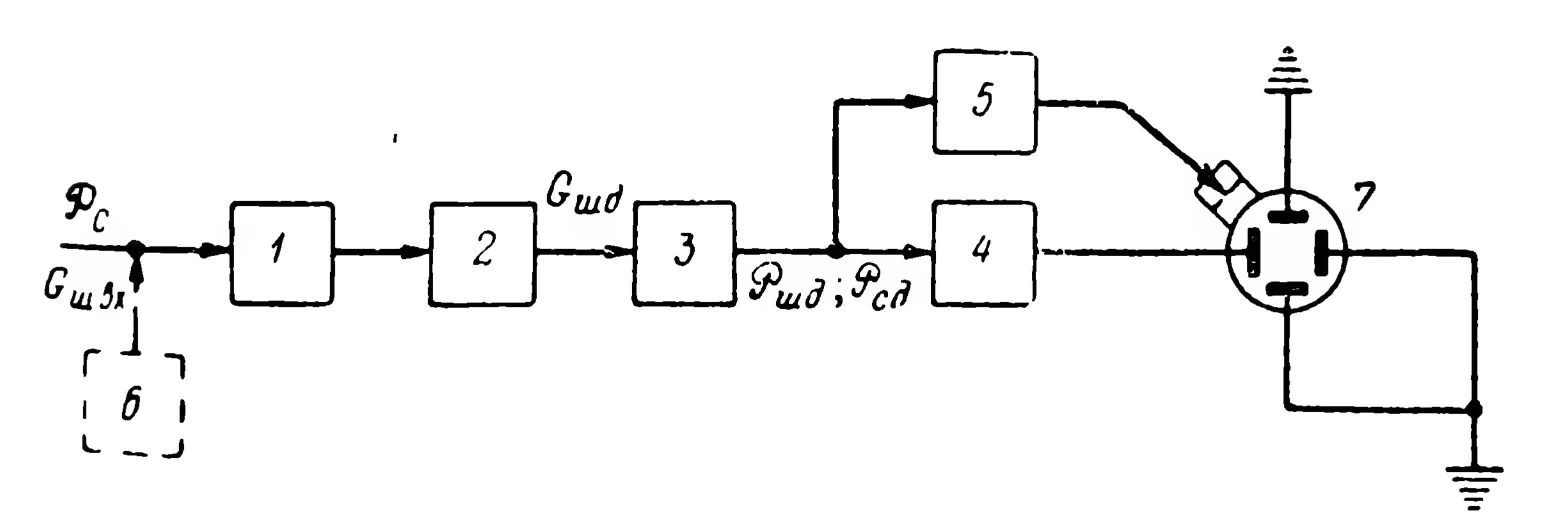


Рис. 6.37. Блок-схема радиоприемного тракта ШИМ-АМ при непосредственной записи:

1 — усилитель промежуточной частоты (полоса пропускания $\Delta f_{пч}$); 2 — демодулятор несущей — амплитудный детектор; 3 — видеоусилитель с шириной полосы пропускания, равной $F_{вд}$; 4 — генератор пилообразного напряжения развертки; 5 — амплитудный ограничитель по максимуму и минимуму (двухсторонний ограничитель); 6 — источник флюктуационных шумов; 7 — электронно-лучевая трубка.

Вместо всей линейной входной части радиоприемного тракта будем рассматривать только усилитель промежуточной частоты 1. Ширина полосы шумов на входе детектора определяется полосой этого усилителя $\Delta f_{пч}$.

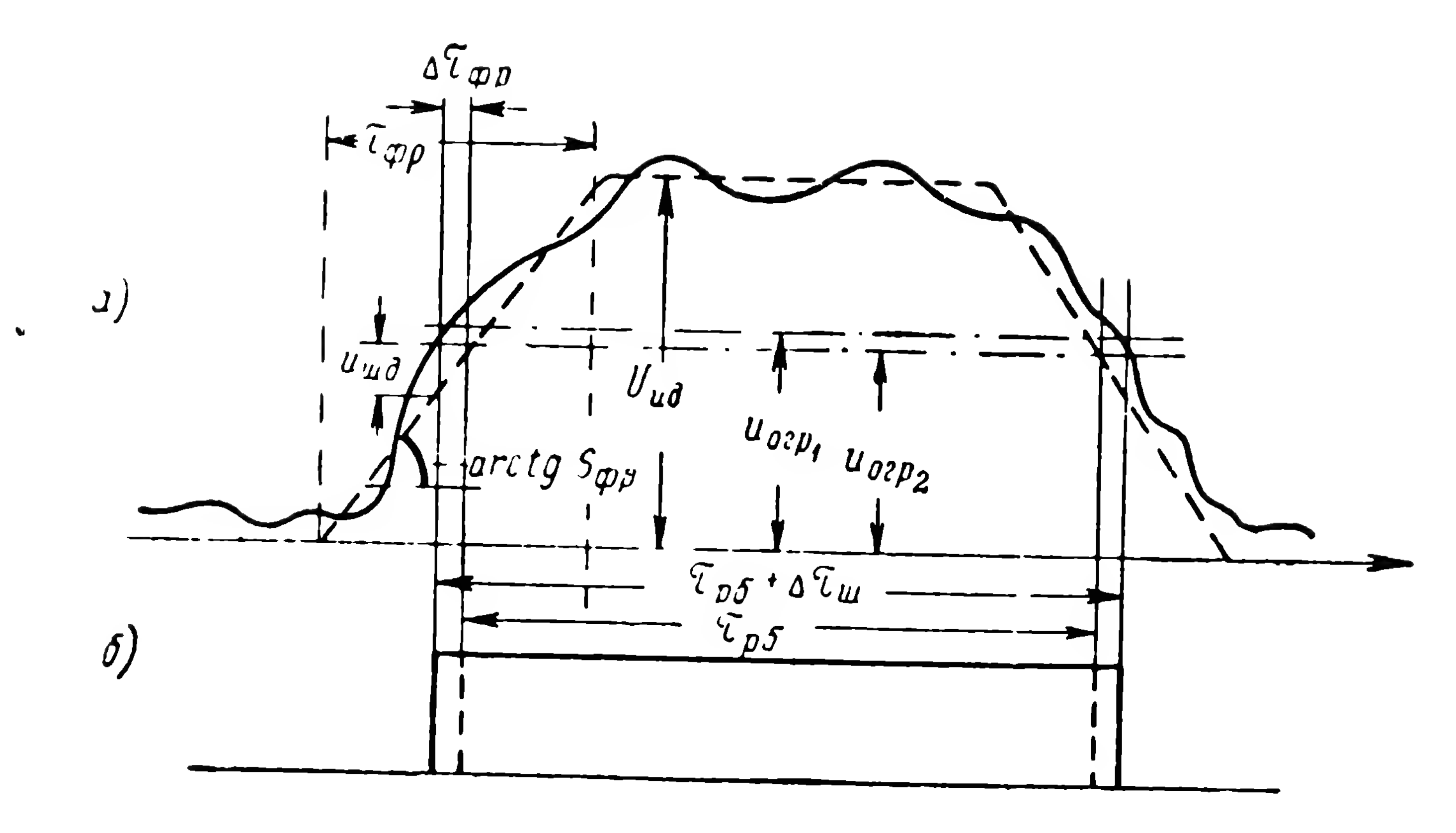


Рис. 6.38. Импульс на выходе амплитудного детектора при наличии шумов:

а — огибающая сигнала с шумом (пунктир — огибающая импульса сигнала в отсутствии шумов); *б* — импульс на выходе ограничителя ($\Delta\tau_{ш}$ — изменение длительности импульса вследствие воздействия шумов); $u_{огр1}$; $u_{огр2}$ — верхний и нижний пороги ограничения; $U_{ид}$ — амплитуда импульса; $S_{фр}$ — крутизна фронта импульса; $u_{шд}$ — мгновенное значение напряжения шума; $\Delta\tau_{фр}$ — смещение переднего фронта; $\tau_{фр}$ — длительность фронта импульса.

Временная диаграмма, поясняющая воздействие шумов на полезный сигнал при широтно-импульсной модуляции дана на рис. 6.38.

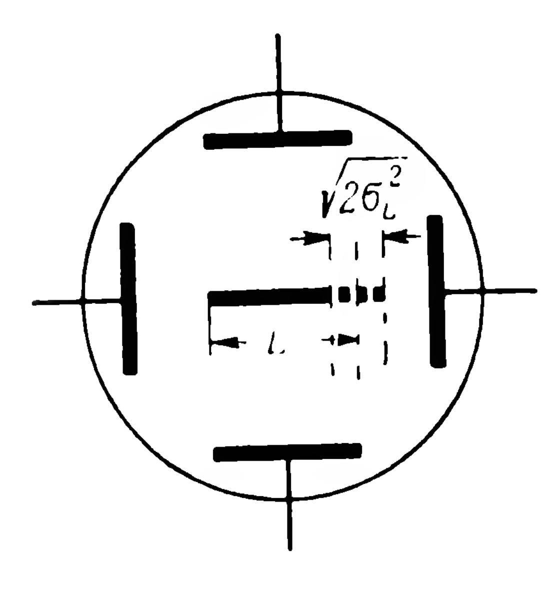


Рис. 6.39. Изображение отдельного импульса на экране электронно-лучевой трубки при записи линиями.

Если генератор напряжения развертки запускается передним фронтом рабочего импульса, то на экране трубки под воздействием шумов окажется расплывчатым только один конец линии (рис. 6.39).

Длина линии L на экране трубки пропорциональна ширине рабочего импульса $\tau_{рб}$, отображающей значение измеряемого параметра

$$L = A\tau_{рб}, \qquad (6.7.1)$$

где A — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность *мм/в*.

При наличии шумов длина этой линии

$$L_{ш} = L + \Delta L_{ш} = A(\tau_{рб} + \Delta\tau_{ш}), \qquad (6.7.2)$$

где $\Delta L_{ш} = A\Delta\tau_{ш}$ — случайная величина.

Относительную ошибку измерения вследствие воздействия шумов определим при максимальном значении передаваемого сообщения, изменяющегося по синусоидальному закону (рис. 6.40). Под относительной ошиб-

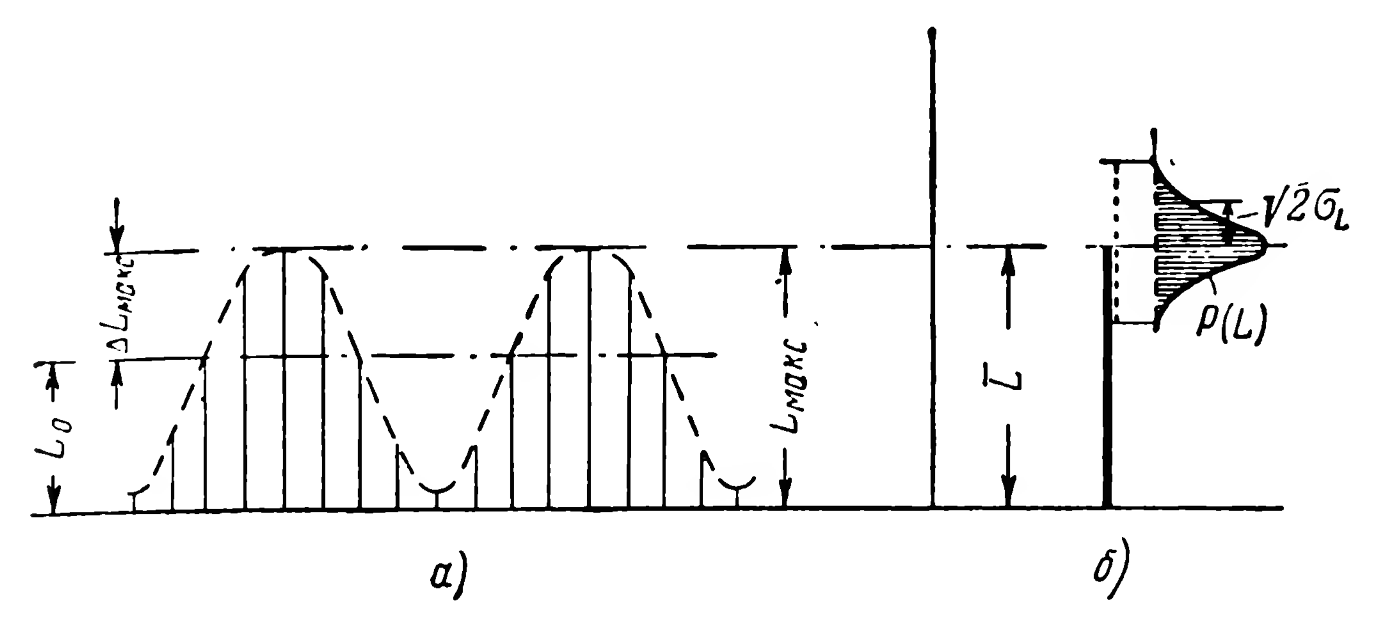


Рис. 6.40. Результат записи сообщения по j-му каналу (*а*); запись максимального импульса с вершиной, „размытой" шумом (*б*);

$P(L)$ — закон распределения вероятностей для максимальной длины линии при действии шума, $\sqrt{2}\,\sigma_L$ — среднеквадратическое изменение длины линии из-за воздействия шума.

кой измерения при непосредственной записи будем понимать следующее отношение:

$$\delta_{шн} = \frac{\sqrt{2\sigma_L^2}}{\Delta L_{макс}} = \frac{\sqrt{2\sigma_{фр}^2}}{\Delta\tau_{макс}}, \qquad (6.7.3)$$

где $\Delta\tau_{макс}$ — амплитуда временных смещений заднего фронта импульса за счет модуляции длительности импульса передаваемым сообщением

$$\Delta L_{макс} = A\Delta\tau_{макс},$$

$\sigma_{фр}^2$ — дисперсия временных смещений фронтов импульса

$$\sigma_L = A\sigma_{фр}.$$

Множитель $\sqrt{2}$ учитывает, что шумы независимо друг от друга воздействуют на оба фронта импульса, так как время корреляции шумов значительно меньше длительности импульса.

После двустороннего ограничения в амплитудном ограничителе 5 (рис. 6.37) получается импульс, определяемый средней частью входного импульса (от $u_{огр_1}$ до $u_{огр_2}$, рис. 6.38). Если $u_{огр_1}$ и $u_{огр_2}$ близки, то импульс на выходе ограничителя будет почти прямоугольный.

Значение дисперсии временных смещений фронтов импульса на выходе ограничителя при больших отношениях сигнал/шум на его входе может быть определено по формуле

$$\sigma^2_{фр} = \frac{P_{шд}}{S^2_{фр}} = \frac{G_{шд} F_{вд}}{\left(\frac{U_{пд}}{\tau_{фр}}\right)^2}, \tag{6.7.4}$$

где $P_{шд}$ — мощность шумов;

$S_{фр}$ — крутизна фронта импульса полезного сигнала;

$U_{пд}$ — амплитуда импульса сигнала;

$\tau_{фр}$ — длительность фронта импульса;

$G_{шд}$ — спектральная плотность шума;

$F_{вд}$ — полоса пропускания видеоусилителя.

Все величины в правой части этой формулы относятся ко входу ограничителя.

Формула (6.7.4) получается в предположении, что смещение фронта импульса $\Delta\tau_{фр}$ пропорционально соответствующему мгновенному значению напряжения шума $u_{шд}$ (рис. 6.38):

$$\Delta\tau_{фр} = \frac{u_{шд}}{S_{фр}}. \tag{6.7.5}$$

Возведя в квадрат обе части этого равенства и усредняя, получаем формулу (6.7.4). Если принять крутизну $S_{фр}$ постоянной, то при нормальном законе распределения шумов на входе ограничителя закон временных флюктуаций фронтов импульса на выходе ограничителя также может считаться нормальным.

Примем теперь, что $F_{вд} \leqslant \frac{\Delta f_{пч}}{2}$ ($\Delta f_{пч}$ — полоса пропускания УПЧ) и импульс на входе приемника прямоугольный. В этом случае ориентировочно можно считать, что длительность фронта импульса $\tau_{фр}$ на входе ограничителя (рис. 6.38)

будет в основном определяться шириной полосы пропускания видеоусилителя, т. е.

$$\tau_{фр} \approx \frac{1}{2F_{вд}}. \qquad (6.7.6)$$

Следовательно, формулу (6.7.4) можно переписать в следующем виде:

$$\sigma_{фр}^2 = \frac{G_{ш\partial} F_{вд}}{U_{u\partial}^2 (2F_{вд})^2} = \frac{G_{ш\partial}}{P_{c\partial}} \frac{1}{4F_{вд}}, \qquad (6.7.7)$$

где $P_{c\partial} = U_{u\partial}^2$ — мощность сигнала в импульсе на входе ограничителя.

Отношение спектральной плотности шумов к мощности сигнала на входе ограничителя при принятых допущениях равно аналогичному отношению, определяемому на входе приемника. Таким образом,

$$\sigma_{фр}^2 = \frac{G_{ш\ вх}}{P_c} \frac{1}{4F_{вд}}, \qquad (6.7.8)$$

где $G_{ш\ вх}$ и P_c — спектральная плотность шумов и мощность сигнала в импульсе, определенные на входе приемника.

Подставляя теперь выражение (6.7.8) в (6.7.3), получаем

$$\delta_{шн} = \sqrt{\frac{G_{ш\ вх}}{P_c}} \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt{F_{вд}}} \frac{1}{\Delta\tau_{макс}}. \qquad (6.7.9)$$

Примем, что временной интервал t_m, отведенный на один канал, используется полностью, т. е.

$$\Delta\tau_{макс} = \frac{t_m}{2} = \frac{1}{2nF_{опр}}, \qquad (6.7.10)$$

где n и $F_{опр}$ — как и раньше, соответственно, число каналов и частота опроса каждого канала (рис. 6.41).

Следовательно, соотношение (6.7.9) может быть переписано в следующем виде:

$$\delta_{шн} = \frac{\sqrt{2}\, nF_{опр}}{\sqrt{F_{вд}}} \sqrt{\frac{G_{ш\ вх}}{P_c}}. \qquad (6.7.11)$$

Учитывая, что средняя мощность полезного сигнала $\overline{P}_c$ при ШИМ-АМ при полном использовании временного интервала t_m, отводимого на каждый канал, связана с импульсной мощностью этого сигнала P_c соотношением

$$\overline{P}_c = \frac{P_c}{2},$$

получаем

$$\delta_{\text{шн}} = \frac{nF_{\text{опр}}}{\sqrt{F_{\text{вд}}}} \sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{\overline{P}_c}}. \qquad (6.7.12)$$

Следовательно, для повышения точности радиотелеметрической линии ШИМ-АМ можно расширять полосу пропускания приемного тракта $F_{\text{вд}}$ до ограничителя.

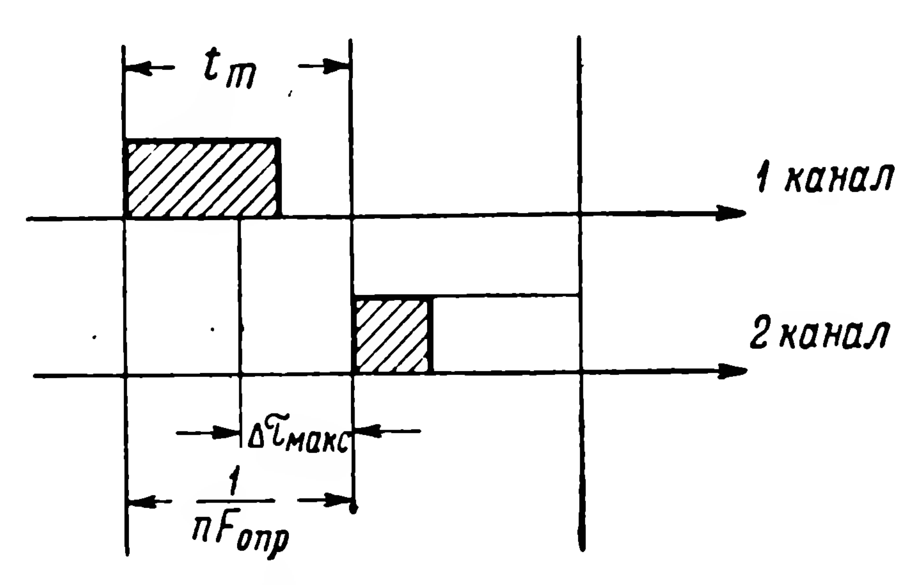


Рис. 6.41. Временной интервал t_m, отводимый для сигнала одного канала.

Увеличение точности с расширением полосы пропускания объясняется тем, что крутизна фронтов импульса при этом возрастает быстрее, чем эффективное напряжение шумов на входе ограничителя. При этом предполагается, что крутизна фронта импульса на входе приемника бесконечно велика. Практически крутизна фронта на входе определяется полосой пропускания передатчика. Поэтому формула (6.7.12) справедлива лишь до определенных значений $F_{\text{вд}}$, меньших полосы передатчика.

Формула (6.7.12) также справедлива только до тех пор, пока отношение сигнал/шум на входе ограничителя остается достаточно большим (превышает значение порога улучшения). Можно считать, что в системе

ШИМ-АМ порог улучшения достигается, когда амплитуда видеоимпульса примерно в десять раз превышает эффективное значение флюктуационного шума в полосе видеоусилителя.

Из формулы (6.7.12) также следует, что ошибка измерения увеличивается с увеличением числа каналов n и частоты опроса датчиков $F_{\text{опр}}$. Происходит это потому, что при увеличении произведения $nF_{\text{опр}}$ уменьшается интервал времени, отводимый на один канал. Вследствие этого уменьшается полезный сигнал.

Непрерывная запись с использованием низкочастотных фильтров

Блок-схема одного канала радиоприемного тракта линии ШИМ-АМ при записи с использованием фильтров приведена на рис. 6.42. Рассмотрим случай односторонней широтно-импульсной модуляции 1-го рода.

Как было показано в § 5.2 при демодуляции ОШИМ-1 с помощью фильтров следует учитывать неизбежность

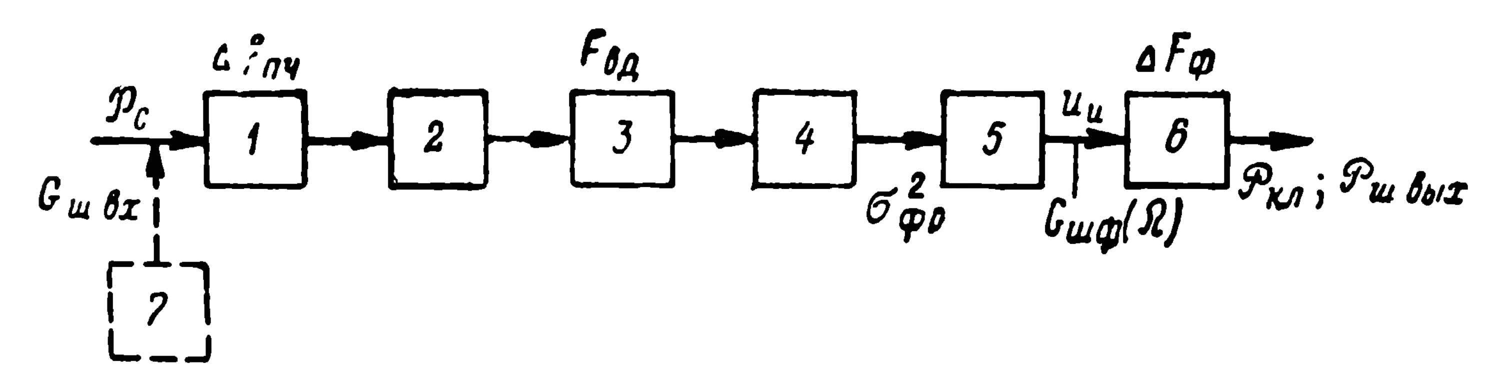


Рис. 6.42. Блок-схема одного канала радиоприемного тракта линии ШИМ-АМ при записи с помощью фильтров:

1 — усилитель промежуточной частоты с шириной полосы пропускания, равной $\Delta f_{\text{пч}}$; *2* — демодулятор несущей (амплитудный детектор); *3* — видеоусилитель с шириной полосы пропускания, равной $F_{\text{вд}}$; *4* — ограничитель по максимуму и минимуму (двусторонний ограничитель); *5* — разделитель каналов; *6* — выходной низкочастотный фильтр; *7* — источник шумовых помех.

попадания в полосу фильтра комбинационных частот типа $nF_{i\,\text{ф}} \pm mF_S$ (n, m — целые числа; $F_{i\,\text{ф}}$ — частота повторения импульсов в отдельном канале, равная частоте опроса датчиков $F_{\text{опр}}$; F_S — частота синусоидального модулирующего сигнала). Таким образом, при демодуляции с помощью фильтров всегда будут нелинейные искажения принятого сообщения. Чтобы величина таких искажений была достаточно малой, следует увеличивать частоту повторения $F_{i\text{ф}}$

и уменьшать индекс модуляции $\Delta\tau_{макс}F_{i\,ф}$. Расчет показывает, что при индексе модуляции около 5% и при $F_{i\,ф} = 2F_S$ нелинейные искажения при идеальном прямоугольном фильтре низких частот составляют около 3% от величины измеряемого сигнала [61].

В дальнейшем будем предполагать, что параметры линии выбраны таким образом, что подобные искажения можно не учитывать.

Для того чтобы оценить ошибку из-за действия шума, следует найти мощность шумов, попадающую в полосу демодулирующего фильтра. Шум вызывает флюктуации фронтов импульсов, причем, как уже отмечалось выше, можно считать, что флюктуации переднего и заднего фронта независимы, имеют одинаковые дисперсии и нормальный закон распределения вероятностей. Из-за флюктуаций фронтов в энергетическом спектре сигнала появляется непрерывная часть, спектральная плотность которой может быть определена по формуле (5.2.34)

$$G_{шф}(\Omega) = \frac{4U_u^2}{\Omega^2 T_{i\,ф}}\left(1 - e^{-\Omega^2\sigma_{фр}^2}\right), \qquad (6.7.13)$$

где U_u — амплитуда импульсов;

$$T_{i\,ф} = \frac{1}{F_{i\,ф}};$$

$\sigma_{фр}^2$ — дисперсия временных смещений фронтов импульсов на выходе двустороннего ограничителя *4*.

В пределах полосы демодулирующего фильтра $\Delta F_ф$ спектральную плотность шума приближенно можно считать постоянной и равной

$$G_{шф}(\Omega) \approx G_{шф}(0) = \frac{4U_u^2\sigma_{фр}^2}{T_{i\,ф}}. \qquad (6.7.14)$$

Следовательно, мощность шумов на выходе фильтра, т. е. на выходе канала

$$P_{ш\,вых} \approx \frac{4U_u^2\sigma_{фр}^2}{T_{i\,ф}}\Delta F_ф. \qquad (6.7.15)$$

Мощность полезного сигнала на выходе канала при $100^0/_0$-ной модуляции импульсов по ширине будет равна (см. § 5.2)

$$P_{кл}' = \frac{U_u^2 \Delta\tau_{макс}^2}{2T_{i\,ф}^2}. \tag{6.7.16}$$

Теперь можно получить выражение для ошибки измерения $\delta_{шф}$, которую здесь определим как отношение эффективного напряжения шума к амплитуде сигнала

$$\delta_{шф} = \sqrt{\frac{P_{ш\,вых}}{2P_{кл}}} = \frac{2\sigma_{фр}}{\Delta\tau_{макс}} \sqrt{\frac{\Delta F_{ф}}{F_{i\,ф}}}. \tag{6.7.17}$$

Для рассматриваемого случая формулу (6.7.10) перепишем в следующем виде:

$$\Delta\tau_{макс} = \frac{1}{2n_ф F_{i\,ф}}, \tag{6.7.10a}$$

где индекс „ф“ обозначает, что запись ведется с применением низкочастотных фильтров.

Заменяя $\sigma_{фр}$ и $\Delta\tau_{макс}$ выражениями (6.7.8) и (6.7.10a), получаем

$$\delta_{шф} = 2n_ф \sqrt{\frac{G_{ш\,вх}\Delta F_ф F_{i\,ф}}{P_с F_{вд}}} \tag{6.7.18}$$

или учитывая, что при ШИМ-АМ

$$P_с = 2\bar{P}_с,$$

последнюю формулу окончательно перепишем в следующем виде:

$$\delta_{шф} = \sqrt{2} n_ф \sqrt{\frac{G_{ш\,вх}\Delta F_ф F_{i\,ф}}{\bar{P}_с F_{вд}}}. \tag{6.7.19}$$

Зависимость ошибки измерения от полосы пропускания приемного тракта до ограничителя $F_{вд}$ и числа каналов $n_ф$ здесь такая же, как и при записи линиями [см. формулу (6.7.12)]. Аналогичными являются и причины такой формы зависимости. Зависимость ошибки измерения от частоты опроса $F_{i\,ф}$ датчиков при записи с помощью фильтров более слабая, чем при записи линиями ($\sqrt{F_{iф}}$ вместо $F_{опр}$).

Объясняется это, тем что мощность полезного сигнала на выходе канала (т. е. на выходе фильтра) в данном случае зависит от частоты опроса $F_{i\text{ф}}$ как непосредственно (6.7.16), так и косвенно (6.7.10).

Кроме того, при записи с помощью фильтров мощность шумов на выходе канала зависит от полосы выходного фильтра $\Delta F_{\text{ф}}$.

Сравнение ошибок при непосредственной записи ШИМ-АМ и записи с помощью фильтров

Найдем отношение ошибки измерения при непосредственной записи $\delta_{\text{шн}}$ к ошибке измерения при записи с помощью фильтров $\delta_{\text{шф}}$. Среднюю мощность сигнала $\overline{P}_{\text{с}}$, спектральную плотность шумов $G_{\text{ш вх}}$, ширину полосы видеотракта $F_{\text{вд}}$ для обоих способов записи будем считать одинаковыми. Тогда, используя формулы (6.7.12) и (6.7.19), имеем

$$\frac{\delta_{\text{шн}}}{\delta_{\text{шф}}} = \frac{nF_{\text{опр}}}{n_{\text{ф}}\sqrt{2\Delta F_{\text{ф}} F_{i\,\text{ф}}}}. \qquad (6.7.20)$$

Учитывая, что $\Delta F_{\text{ф}} \approx F_{S\,\text{макс}}$ ($F_{S\,\text{макс}}$ — максимальная частота в спектре передаваемого сообщения), получаем

$$\frac{\delta_{\text{шн}}}{\delta_{\text{шф}}} = \frac{nF_{\text{опр}}}{n_{\text{ф}}\sqrt{2F_{i\,\text{ф}} F_{S\,\text{макс}}}}. \qquad (6.7.21)$$

Частота $F_{\text{опр}}$ соответствует числу опросов каждого датчика за секунду при непосредственной записи, а частота $F_{i\,\text{ф}}$ — аналогичная величина при записи после фильтров. Частота опроса ($F_{\text{опр}}$ или $F_{i\,\text{ф}}$) должна быть пропорциональна частоте $F_{S\text{макс}}$, т. е.

$$F_{\text{опр}} = K'_{\text{зап}} F_{S\,\text{макс}},$$

$$F_{i\,\text{ф}} = K''_{\text{зап}} F_{S\,\text{макс}}. \qquad (6.7.22)$$

Тогда

$$\frac{\delta_{\text{шн}}}{\delta_{\text{шф}}} = \frac{n}{n_{\text{ф}}} \frac{K'_{\text{зап}}}{\sqrt{2K''_{\text{зап}}}}. \qquad (6.7.23)$$

Если в обоих случаях выбирать предельно малые значения $K'_{\text{зап}}$ и $K''_{\text{зап}}$ согласно теореме Котельникова, то $\delta_{\text{шн}}=\delta_{\text{шф}}$ при равном числе каналов.

Однако реально необходимо выбирать $K'_{\text{зап}}$ и $K''_{\text{зап}}$ больше двух. Тогда даже при $K'_{\text{зап}}=K''_{\text{зап}}=K_{\text{зап}}>2$ имеем $\delta_{\text{шн}}>$ $>\delta_{\text{шф}}$. Практически, как указывалось выше, частота опроса при записи с помощью фильтров может быть выбрана более низкой.

В первом приближении можно считать [61]

$$F_{\text{опр}}\approx 6F_{S\,\text{макс}};\quad F_{i\,\text{ф}}\approx 2{,}4F_{S\,\text{макс}}.$$

При выполнении этих равенств

$$\frac{\delta_{\text{шн}}}{\delta_{\text{шф}}}\approx 2{,}8\,\frac{n}{n_{\text{ф}}}. \qquad (6.7.23а)$$

Следовательно, если $n=n_{\text{ф}}$, то точность измерения при использовании фильтров будет примерно в 3 раза больше и, наоборот, при равной точности измерений ($\delta_{\text{шн}}=\delta_{\text{шф}}$) число каналов в случае применения фильтров можно увеличить почти в 3 раза. Учитывая также, что запись с помощью фильтров представляет собой непрерывную форму записи, можно сделать вывод, что подобная запись более выгодна, чем непосредственная.

3. Шумовые ошибки в радиотелеметрической линии ВИМ-АМ

Будем полагать, что в каждом канале передаются стартовый и рабочий импульсы. При одинаковой форме стартовых и рабочих импульсов можно считать, что их случайные временные смещения, возникающие под воздействием шума, равны и независимы. В этом случае при непосредственной записи для ВИМ-АМ будет справедлива формула ошибки (6.7.11), полученная для ШИМ-АМ. Мощность сигнала в импульсе в этой формуле для ВИМ-АМ будет выражаться через среднюю мощность следующим образом:

$$P_{\text{с}}=\frac{\overline{P}_{\text{с}}}{\tau_u 2nF_{\text{опр}}}\approx\overline{P}_{\text{с}}\,\frac{F_{\text{вд}}}{nF_{\text{опр}}}, \qquad (6.7.24)$$

где $\tau_u \approx \frac{1}{2F_{вд}}$ — длительность отдельного стартового или рабочего импульса при ВИМ-АМ; $2nF_{опр}$ — число стартовых и рабочих импульсов в секунду в n-канальной линии.

Подставляя теперь соотношение (6.7.24) в формулу (6.7.11), получаем

$$\delta_{шн} = \sqrt{2}\frac{(nF_{опр})^{3/2}}{F_{вд}}\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{\overline{P}_с}}. \qquad (6.7.25)$$

Аналогично случаю непосредственной записи может быть рассмотрен для ВИМ-АМ и случай записи с помощью фильтров. Подставляя теперь соотношение (6.7.24) в формулу (6.7.18), заменяя n на $n_ф$ и $F_{опр}$ на $F_{iф}$, получаем

$$\delta_{шф} = 2\frac{n_ф^{3/2} F_{iф}}{F_{вд}}\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{\overline{P}_с}}\sqrt{\Delta F_ф}. \qquad (6.7.26)$$

Таким образом, характер зависимости ошибки измерения от параметров радиолинии при ВИМ-АМ качественно такой же, как и в случае ШИМ-АМ [формула (6.7.19)]. Однако количественные соотношения различны. Это объясняется различием импульсной мощности ВИМ и ШИМ при одинаковой средней мощности.

Аналогично ШИМ-АМ и в случае ВИМ-АМ может быть получен заметный выигрыш при переходе от непосредственной записи к записи с помощью фильтров.

4. Шумовые ошибки в радиотелеметрической линии ШИМ-ЧМ

Непосредственная запись

Рассмотрим радиоприемный тракт, блок-схема которого изображена на рис. 6.43.

Для определения спектра шумов на выходе частотного детектора *3* используем выражение (6.3.7)

$$G_{ш\,д}(F) = K_д^2\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}F^2.$$

Следовательно, если $F_{вд} \leqslant \frac{\Delta f_{пч}}{2}$, то мощность шумов на входе второго (двустороннего) ограничителя 5 будет

$$P_{ш\,д} = \int_0^{F_{вд}} K_д^2 \frac{G_{ш\,вх}}{P_с} F^2 dF = \frac{G_{ш\,вх}}{P_с} \frac{F_{вд}^3}{3} K_д^2, \qquad (6.7.27)$$

где для простоты записи принято, что коэффициент усиления видеоусилителя равен единице (в дальнейшем при определении отношения сигнал/шум этот коэффи-

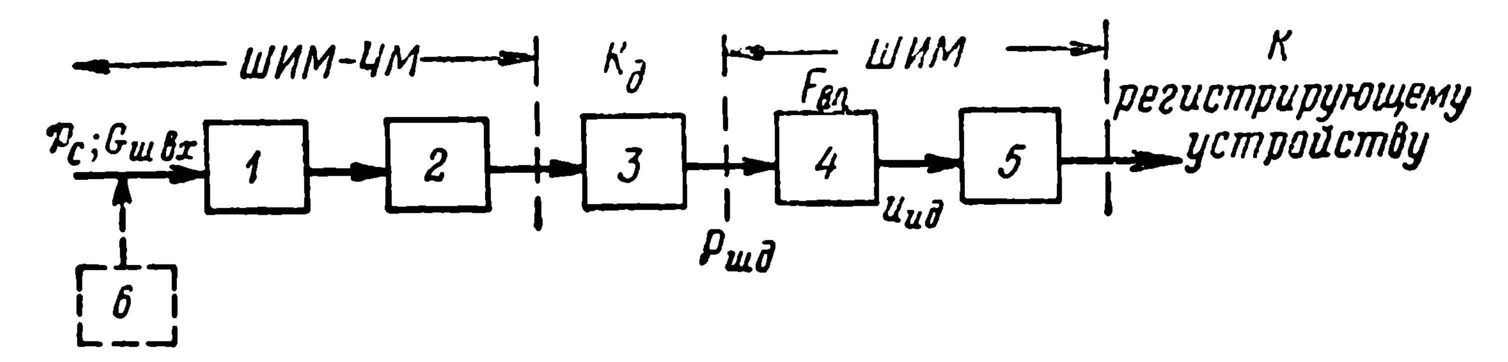


Рис. 6.43. Блок-схема радиоприемного тракта ШИМ-ЧМ при непосредственной записи:

1 — усилитель промежуточной частоты; 2 — ограничитель; 3 — демодулятор несущей (частотный детектор); 4 — видеоусилитель с полосой пропускания $F_{вд}$; 5 — ограничитель по максимуму и минимуму (двусторонний ограничитель); 6 — источник шумовых помех.

циент сокращается). Длительность фронта импульса на входе второго ограничителя, как и в случае ШИМ-АМ, может быть определена следующим образом:

$$\tau_{фр} \approx \frac{1}{2F_{вд}},$$

что справедливо при условии $\frac{1}{2F_{вд}} < \tau_{рб}$, где $\tau_{рб}$ — длительность рабочего импульса на входе видеоусилителя.

Следовательно, дисперсия временных смещений фронтов импульса на выходе второго ограничителя согласно формуле (6.7.4) будет

$$\sigma_{фр}^2 = \frac{P_{ш\,д}}{S_{фр}^2} = \frac{G_{ш\,вх}}{P_с} \frac{F_{вд}^3}{3} \frac{1}{f_д^2 \cdot 4F_{вд}^2} = \frac{1}{12} \frac{G_{ш\,вх}}{P_с} \frac{F_{вд}}{f_д^2}, \qquad (6.7.28)$$

где значение $P_{ш\,д}$ взято из формулы (6.7.27), а

$$S_{фр}=\frac{U_{ид}}{\tau_{фр}}\approx\frac{f_д K_д}{\left(\frac{1}{2F_{вд}}\right)}, \qquad (6.7.29)$$

где $f_д$ — девиация частоты несущей;

$U_{ид}$ — амплитуда видеоимпульса на входе второго ограничителя.

Учитывая соотношение (6.7.10)

$$\Delta\tau_{макс}=\frac{1}{2nF_{опр}}$$

и определяя ошибку по формуле (6.7.3)

$$\delta_{шн}=\frac{\sqrt{2\sigma^2_{фр}}}{\Delta\tau_{макс}},$$

с помощью формулы (6.7.28) получаем следующее выражение:

$$\delta_{шн}=\sqrt{\frac{2}{3}}\,\frac{nF_{опр}\sqrt{F_{вд}}}{f_д}\,\sqrt{\frac{G_{ш\,вх}}{\overline{P}_с}}, \qquad (6.7.30)$$

где учтено, что в случае ШИМ-ЧМ $P_с=\overline{P}_с$.

Применяя использованные при рассмотрении ШИМ-АМ методы, можно определить точность измерений в случае ШИМ-ЧМ и при записи с использованием фильтров.

Приведенные соотношения получены при больших отношениях сигнал/шум на входе приемника. Здесь также может быть определен порог улучшения, т. е. превышение сигнала над шумом, при котором справедливы полученные формулы и сказываются преимущества частотной модуляции. Можно считать, что порог улучшения при ШИМ-ЧМ достигается, когда амплитуда высокочастотного сигнала примерно в 4 раза превышает эффективное напряжение флюктуационной помехи в полосе УПЧ [61].

5. Шумовые ошибки в радиотелеметрической линии АИМ-АМ

Непосредственная запись

Блок-схема одного канала приемного тракта радиотелеметрической линии АИМ-АМ с непосредственной записью приведена на рис. 6.44.

Ошибку измерения $\delta_{шн}$ здесь будем оценивать отношением эффективного (среднеквадратического) значения

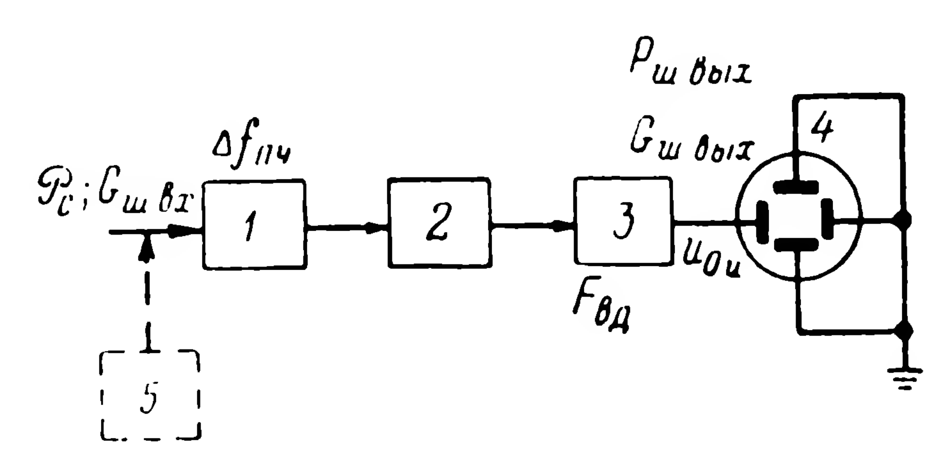


Рис. 6.44. Блок-схема радиоприемного тракта АИМ-АМ при непосредственной записи:

1 — усилитель промежуточной частоты приемника с полосой пропускания $\Delta f_{пч}$; 2 — амплитудный детектор; 3 — видеоусилитель с полосой пропускания $F_{вд}$; 4 — электронно-лучевая трубка; 5 — источник шумовых помех.

флюктуации длины линии σ_L к амплитуде изменений длины линии $\Delta L_{макс}$ при записи синусоидального сигнала, передаваемого по радиоканалу,

$$\delta_{шн} = \frac{\sigma_L}{\Delta L_{макс}} = \frac{\sqrt{P_{ш\,вых}}}{m_{АМ} U_{0и}}, \qquad (6.7.31)$$

где $P_{ш\,вых}$ — мощность шума на выходе видеоусилителя во время передачи сигнала;

$U_{0и}$ — средняя амплитуда видеоимпульса (амплитуда немодулированных видеоимпульсов);

$m_{АМ}$ — коэффициент амплитудной модуляции последовательности видеоимпульсов передаваемым полезным сигналом.

В рассматриваемой радиолинии действие шума в паузе между импульсами сигнала не сказывается на точности измерения, так как отсчет ведется от неизменного нулевого уровня.

Мощность шума на выходе видеоусилителя 3 будет

$$P_{\text{ш вых}} = G_{\text{ш вых}} F_{\text{вд}}, \tag{6.7.32}$$

где $G_{\text{ш вых}}$ — спектральная плотность шума на выходе видеоусилителя;

$F_{\text{вд}}$ — ширина полосы пропускания видеоусилителя.

Амплитуда немодулированных импульсов

$$U_{0u} = K_{\text{прн}} \sqrt{2P_{\text{с}}}, \tag{6.7.33}$$

где $P_{\text{с}}$ — импульсная мощность сигнала на входе приемника;

$K_{\text{прн}}$ — коэффициент усиления тракта от входа приемника до выхода видеоусилителя.

Подставляя выражения (6.7.32) и (6.7.33) в формулу (6.7.31) и считая глубину модуляции $m_{\text{АМ}}$ равной 100%, имеем

$$\delta_{\text{шн}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ш вых}}}{2P_{\text{с}}}} \frac{\sqrt{F_{\text{вд}}}}{K_{\text{прн}}}. \tag{6.7.34}$$

Учитывая, что плотность энергетического спектра шумов при линейном детектировании удваивается

$$G_{\text{ш вых}} = K^2_{\text{прн}} 2G_{\text{ш вх}},$$

получаем

$$\delta_{\text{шн}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{P_{\text{с}}}} \sqrt{F_{\text{вд}}}, \tag{6.7.35}$$

где $G_{\text{ш вх}}$ — плотность энергетического спектра шумов на входе приемника.

Если считать, что длительность паузы $\Delta\tau_{\text{рб}}$ между импульсами значительно меньше длительности импульса, то можно принять

$$P_{\text{с}} \approx \overline{P}_{\text{с}},$$

где $\overline{P}_{\text{с}}$ — средняя мощность несущего колебания.

Следовательно, формулу (6.7.35) окончательно можно записать следующим образом:

$$\delta_{\text{шн}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{\overline{P}_{\text{с}}}} \sqrt{F_{\text{вд}}}. \tag{6.7.36}$$

Из этой формулы следует, что ошибка измерения при непосредственной записи АИМ возрастает с расширением полосы пропускания видеоусилителя $F_{\text{вд}}$. Напомним, что в случае записи ШИМ имела место обратная зависимость [см. формулы (6.7.19) и (6.7.26)].

Непрерывная запись с использованием низкочастотных фильтров

Блок-схема одного канала радиоприемного тракта при записи с использованием низкочастотных фильтров приведена на рис. 6.45. Очевидно, что в этом случае

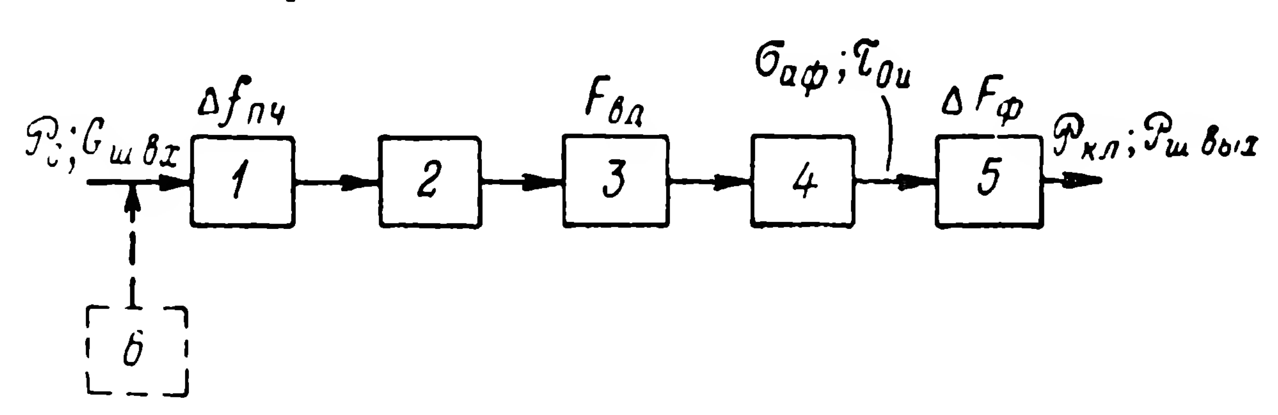


Рис. 6.45. Блок-схема радиоприемного тракта АИМ-АМ при записи с помощью низкочастотных фильтров:

1 — усилитель промежуточной частоты приемника; 2 — амплитудный детектор; 3 — видеоусилитель; 4 — разделитель каналов; 5 — выходной фильтр; 6 — источник шумовых помех.

предварительное разделение каналов обязательно. После разделения каналов импульсы растягиваются до длительности $\tau_{0\,и}$, что позволяет увеличить амплитуду сигнала. В результате растягивания длительности импульсов АИМ-1 превращается в АИМ-2.

В случае АИМ-2 мощность сигнала на выходе фильтра определяется вторым членом в правой части формулы (5.2.3).

Обозначая для рассматриваемого случая период повторения импульсов на входе фильтра через $T_{i\,ф}$, среднюю амплитуду импульсов в этой точке через $U_{0\,и\,ф}$ и полагая импульс прямоугольным, из формулы (5.2.3) с учетом (5.2.4)

получаем следующее выражение для мощности полезного сигнала на выходе фильтра при 100%-ной модуляции

$$P_{\text{кл}} = \frac{1}{2} \frac{U^2_{0\,u\,\text{ф}} \tau^2_{0\,u}}{T^2_{i\,\text{ф}}}. \tag{6.7.37а}$$

Мощность шума на выходе фильтра с полосой $\Delta F_{\text{ф}}$ согласно формуле (5.2.9) равна

$$P_{\text{ш вых}} \approx \frac{2\sigma^2_{\text{аф}} \tau^2_{0u}}{T_{i\,\text{ф}}} \Delta F_{\text{ф}}, \tag{6.7.37б}$$

где $\sigma^2_{\text{аф}}$ — дисперсия флюктуаций амплитуды импульсов на входе фильтра.

Относительную ошибку измерения, как и выше, будем определять через отношение эффективного напряжения шума к амплитуде сигнала на выходе фильтра, т. е. согласно выражению (6.7.17):

$$\delta'_{\text{ш ф}} = \frac{\sqrt{P_{\text{ш вых}}}}{\sqrt{2P_{\text{кл}}}}.$$

Подставляя сюда значения $P_{\text{ш вых}}$ и $P_{\text{кл}}$ из выражений (6.7.37), находим

$$\delta_{\text{шф}} = \sqrt{2\Delta F_{\text{ф}} T_{i\,\text{ф}}}\, \frac{\sigma_{\text{аф}}}{U_{0u\,\text{ф}}}. \tag{6.7.38}$$

Отношение $\frac{\sigma_{\text{аф}}}{U_{0\,u\,\text{ф}}}$ может быть найдено с помощью следующей формулы:

$$\frac{\sigma_{\text{аф}}}{U_{0\,u\,\text{ф}}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ш вх}}}{\bar{P}_{\text{с}}} F_{\text{вд}}}. \tag{6.7.39}$$

Подставляя это отношение в формулу (6.7.38) и заменяя $T_{i\,\text{ф}}$ через $\frac{1}{F_{i\,\text{ф}}}$, получаем

$$\delta_{\text{шф}} = \sqrt{\frac{2\Delta F_{\text{ф}}}{F_{i\,\text{ф}}} \frac{G_{\text{ш вх}}}{\bar{P}_{\text{с}}} F_{\text{вд}}}. \tag{6.7.40}$$

В любом случае отношение $\frac{2\Delta F_{ф}}{F_{i\,ф}}$ будет меньше единицы, так как $\Delta F_{ф} \approx F_{S\,макс}$, а $F_{i\,ф} > 2F_{S\,макс}$ согласно теореме Котельникова. Следовательно, запись с помощью низкочастотных фильтров и в этой линии обеспечивает более высокую точность, чем непосредственная запись.

6.8. МЕЖДУКАНАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ В РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Причины возникновения междуканальных помех при временном разделении каналов

В радиотелеметрических линиях с временным разделением каналов также возможны взаимные помехи между каналами. Однако в данном случае причиной возникновения этих помех является недостаточная ширина полосы пропускания общего для всех каналов тракта радиолинии.

Наличие нелинейностей общего тракта при временном разделении каналов междуканальных помех не вызывает.

Влияние взаимных помех разберем на примере линии с амплитудно-импульсной модуляцией поднесущей (АИМ-АМ). Однако рассматриваемая методика будет пригодна и для анализа линий с другими методами модуляции.

Блок-схема радиотелеметрической линии АИМ-АМ соответствует блок-схеме на рис. 6.23, если считать, что блок *6* в этой схеме отсутствует, блок *7* — амплитудный модулятор и, наконец, блок *13* — амплитудный детектор. Часть линии, общая для всех каналов, начинается с выхода коммутатора *5* в передающей части и заканчивается на входе разделителя каналов *14* на приемном конце. На вход этого участка линии подается напряжение $u_{\Sigma_0}(t)$, а с выхода снимается напряжение $u'_{\Sigma}(t)$ (рис. 6.23). Примерный вид частотной характеристики $\left(\Phi_{ртм}(\omega) = \frac{u'_{\Sigma}(\omega)}{u_{\Sigma_0}(\omega)}\right)$ рассматриваемого участка радиолинии приведен на рис. 6.46,*а*. На рис. 6.46,*б* показана примерная форма энергетического спектра на входе модулятора передающего

устройства, соответствующая передаче сообщения по двум каналам, причем по каждому из каналов передается синусоидальный сигнал с частотами Ω_1 и Ω_2 соответственно, а $F_{опр}$ — частота опроса каналов.

Следует различать два рода междуканальных помех, возникающих в радиотелеметрических линиях с времен-

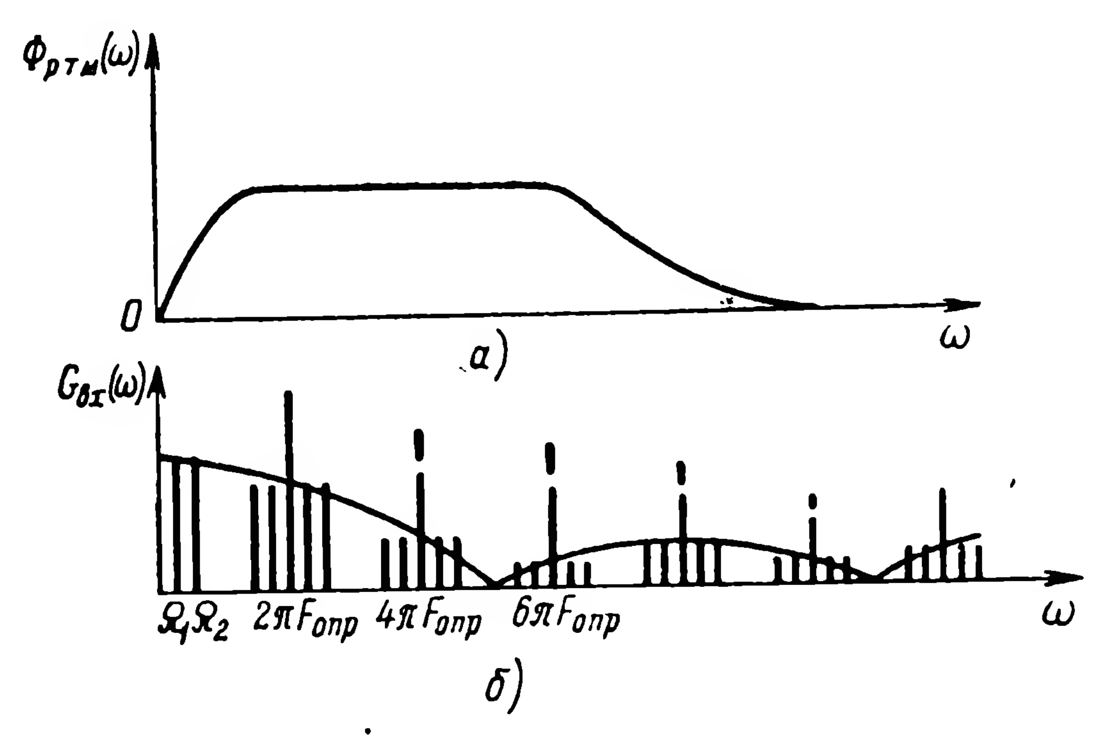


Рис. 6.46. Частотная характеристика общего тракта радиолинии от входа модулятора передающего устройства до выхода детектора приемного устройства (*а*) и пример энергетического спектра сигнала на входе общего тракта радиолинии (*б*).

ным разделением каналов из-за недостаточной ширины полосы пропускания общего тракта радиолинии:

1) междуканальные помехи 1-го рода, появляющиеся из-за амплитудных и фазовых искажений в области низких частот. Характерно, что этот вид взаимных помех может возникать как между соседними каналами, так и между каналами, разделенными значительным промежутком времени;

2) междуканальные помехи 2-го рода, возникающие из-за амплитудных и фазовых искажений в области высоких частот. Эти помехи возникают главным образом между соседними каналами.

2. Междуканальные помехи 1-го рода

Искажения в области низких частот в первую очередь касаются составляющих спектра на частотах модулирующего сигнала (Ω_1; Ω_2 рис. 6.46,*б*). Предположим,

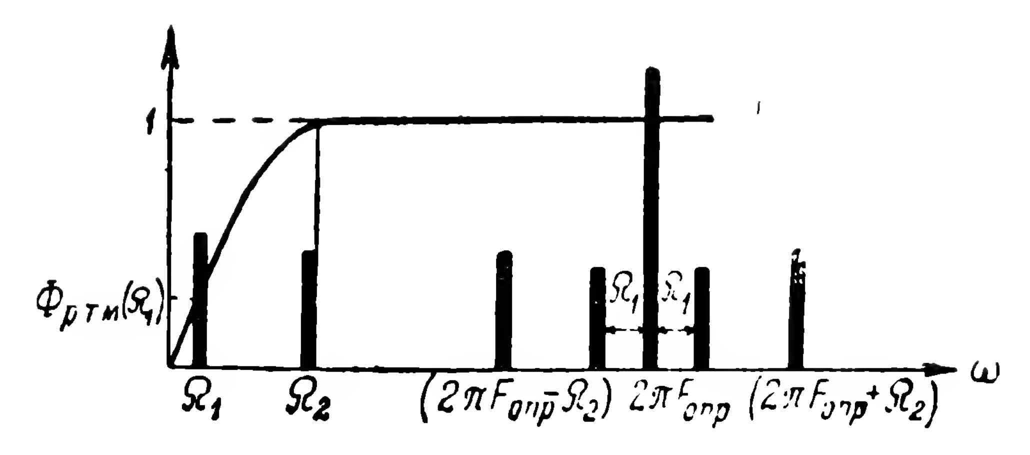


Рис. 6.47. Низкочастотный участок частотной характеристики общего тракта радиолинии.

что частотная характеристика $\Phi_{ртм}(\omega)$ имеет такой характер, что составляющая с частотой Ω_1 первого канала относительно уменьшается, в то же время составляющая второго канала (имеющая частоту Ω_2) и другие составляющие с более высокой частотой передаются без искажений (рис. 6.47) с коэффициентом передачи условно равным единице. Покажем, что в таком случае во втором канале могут возникнуть нелинейные искажения. Действительно, прохождение сигнала через тракт с рассматриваемой частотной характеристикой вызывает такое же искажение, которое получилось бы, если бы к общему спектру сигнала прибавить синусоидальную составляющую с частотой Ω_1. Амплитуду U_m и фазу φ_m прибавляемой синусоиды можно определить из рассмотрения векторной диаграммы рис. 6.48. Временная структура сигнала на выходе общего тракта радиолинии $u'_\Sigma(t)$ может быть найдена, если к входному сигналу этого тракта $u_{\Sigma 0}(t)$ прибавить синусоидальную составляющую, равную $U_m \sin(\Omega_1 t+\varphi_m)$ (рис. 6.49). Из этого рисунка видно,

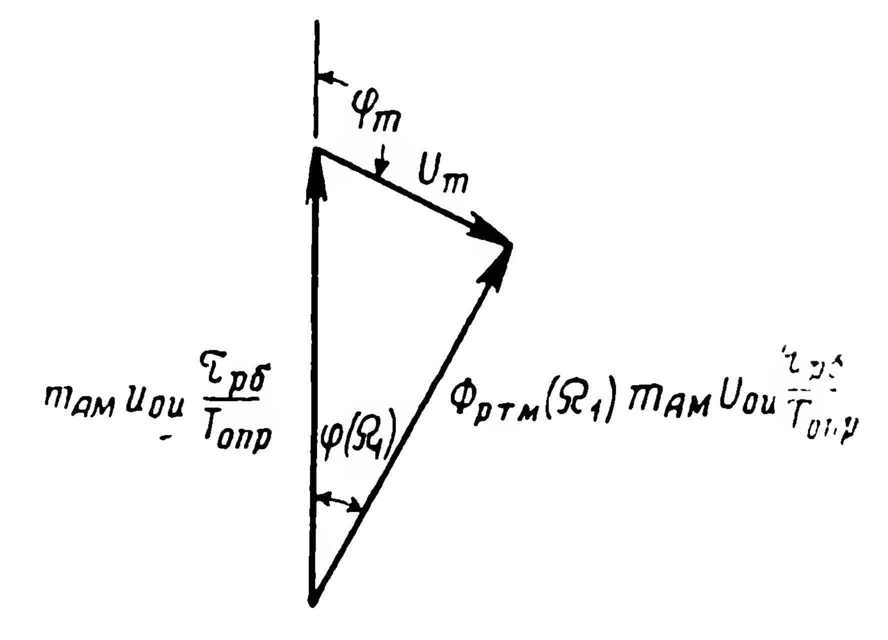


Рис. 6.48. Векторная диаграмма для определения междуканальных помех первого рода:

$\Phi_{ртм}(\Omega_1)$ — коэффициент передачи радиотелеметрической линии на частоте Ω_1; $\varphi(\Omega_1)$ — фазовый сдвиг в радиолинии на частоте Ω_1; $m_{АМ}$ — коэффициент модуляции импульсов составляющей, имеющей частоту Ω_1; $U_{0и}$ — средняя амплитуда импульсов; $\tau_{рб}$ — длительность импульса; $T_{опр}$ — период опроса датчиков (период повторения импульсов в одном канале).

что в рассматриваемом случае действительно будут возникать междуканальные помехи: снижение коэффи-

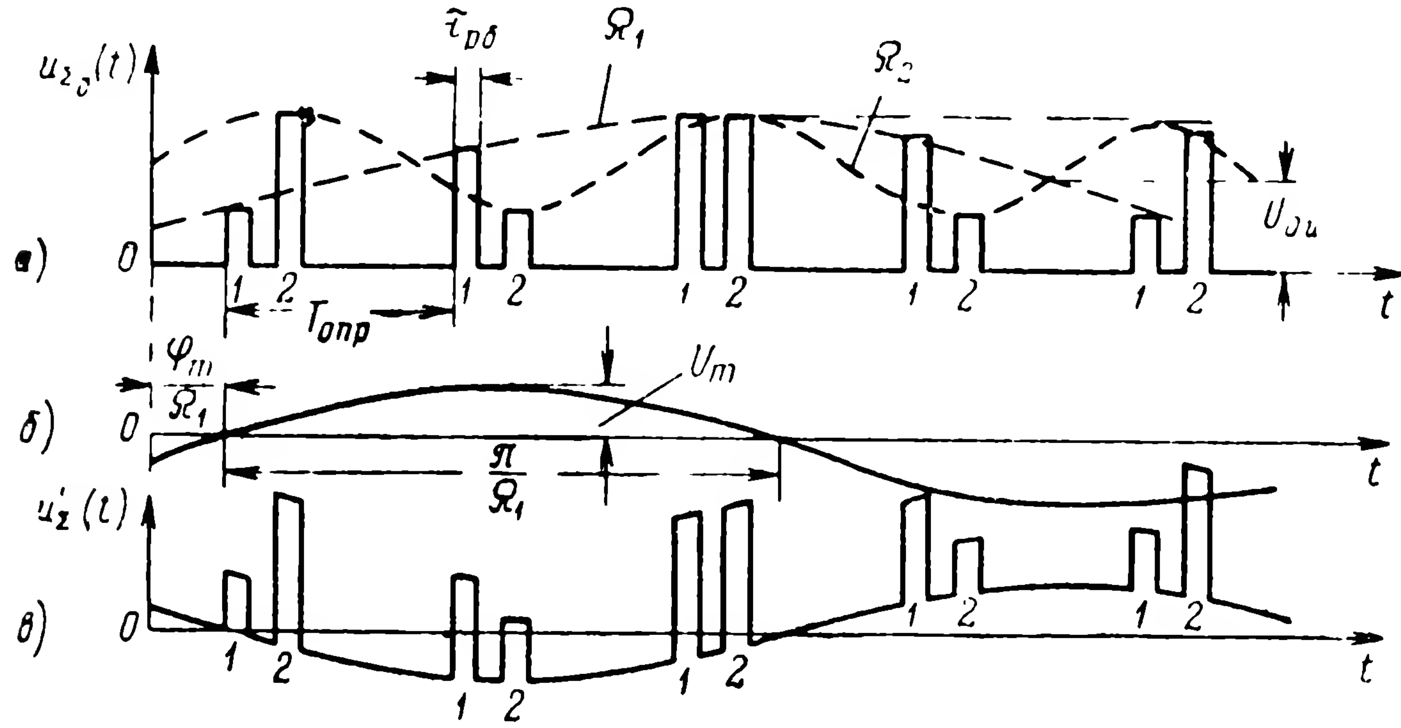


Рис. 6.49. Временные диаграммы для определения междуканальных помех первого рода:

а — напряжение на входе радиолинии u_{Σ_0}; *б* — искажающее напряжение; *в* — напряжение на выходе радиолинии u'_{Σ}.

циента передачи на частоте Ω_1 (соответствующей сообщению, передаваемому по первому каналу), вызывает смещение импульсов во втором канале относительно истинной нулевой линии (рис. 6.49,*в*).

Величина ошибки измерения, возникающей за счет рассмотренного явления, зависит от метода записи сообщения. При непосредственной записи линиями с экрана электронно-лучевой трубки картина на кинопленке подобна той, которая показана на рис. 6.49,*в*. Нулевая линия оказывается изогнутой. Поскольку длительность импульсов весьма мала по сравнению с периодом частоты передаваемого сообщения Ω_1, то, измеряя амплитуду импульса от его основания (а не от истинной нулевой линии), получим правильный результат. Таким образом, при непосредственной записи сигнала АИМ линиями спад частотной характеристики видеоусилителя в области низких частот не приводит к ошибкам при измерении. При непосредственной записи точками с отсчетом от фиксированной нулевой линии подобный спад будет причиной появления ошибок.

При записи с помощью фильтров, как уже было установлено выше, обязательно применяется предваритель-

ное разделение каналов. Диаграммы, поясняющие принцип разделения каналов в многоканальной линии, при-

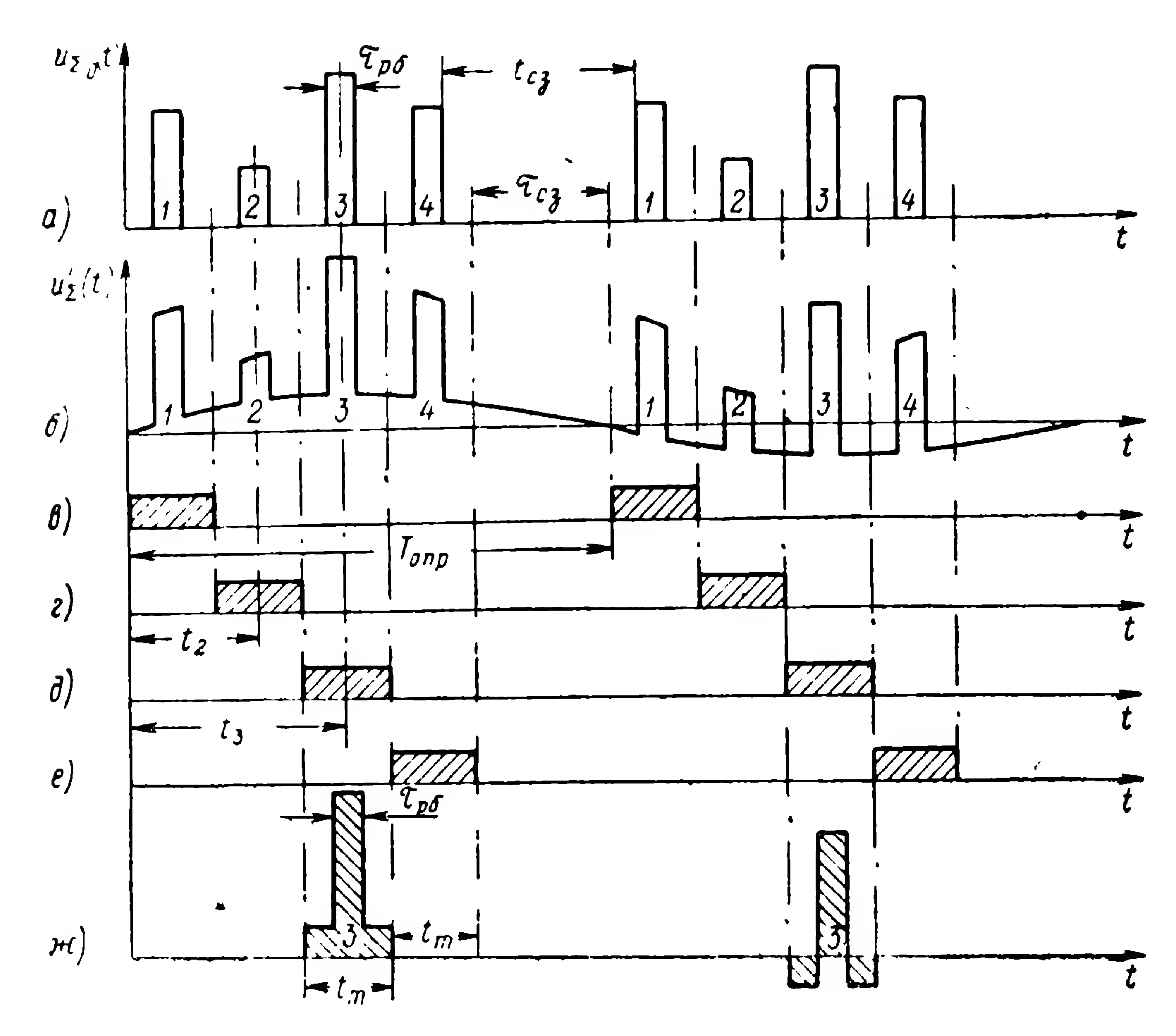


Рис. 6.50. К определению междуканальных помех первого рода при записи с помощью фильтров:

а — напряжение на входе радиолинии $u_{\Sigma_0}(t)$; *б* — напряжение на входе разделителя каналов $u'_{\Sigma}(t)$; *в, г, д, е* — импульсы, открывающие каналы (коммутирующие функции каналов) — $u_{\text{ком}}(t)$; *ж* — импульсы на выходе 3-го канала $u_{\text{вых}3}(t)$.

ведены на рис. 6.50. Для математического описания работы разделителя каналов можно воспользоваться понятием коммутирующей функции $u_{\text{ком}}(t)$*. Временная диаграмма коммутирующей функции одного канала считается тождественной диаграмме импульсов, открывающих канал (рис. 6.50,*в*—*е*), причем высоту ступеньки

* Под коммутирующей функцией понимается некоторая функция времени $u_{\text{ком}\,q}(t)$, на которую нужно умножить входное напряжение разделителя каналов, чтобы получить напряжение на выходе одного рассматриваемого канала. В то время, когда открыт q-й канал, $u_{\text{ком}\,q}(t)=1$, в остальное время $u_{\text{ком}\,q}(t)=0$.

считаем равной единице. Напряжение на выходе одного канала (q-го) может быть теперь определено следующим выражением:

$$u_{\text{вых}\, q}(t) = u'_{\Sigma}(t)\, u_{\text{ком}\, q}(t), \qquad (6.8.1)$$

где $u_{\text{вых}\, q}(t)$ — напряжение на выходе q-го канала (например, рис. 6.50, *ж*, соответствующий $q=3$);

$u_{\text{ком}\, q}(t)$ — коммутирующая функция q-го канала (рис. 6.50, *д*);

$u'_{\Sigma}(t)$ — напряжение на входе разделителя каналов (рис. 6.50, *б*).

Это напряжение может быть записано как сумма напряжений, относящихся к отдельным каналам, т. е.

$$u'_{\Sigma}(t) = u_{\text{вх}1}(t) + u_{\text{вх}2}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_j}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_q}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_n}(t). \qquad (6.8.2)$$

Подставляя это равенство в формулу (6.8.1), получаем

$$u_{\text{вых}_q}(t) = u_{\text{вх}1}(t)\, u_{\text{ком}_q}(t) + u_{\text{вх}2}(t)\, u_{\text{ком}_q}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_j}(t)\, u_{\text{ком}_q}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_q}(t)\, u_{\text{ком}_q}(t) + \ldots + u_{\text{вх}_n}(t)\, u_{\text{ком}_q}(t). \qquad (6.8.3)$$

Согласно определению коммутирующей функции мы должны иметь

$$u_{\text{вх}\, j}(t)\, u_{\text{ком}\, q}(t) = 0 \text{ при } j \neq q. \qquad (6.8.4)$$

С другой стороны,

$$u_{\text{вх}\, q}(t)\, u_{\text{ком}\, q}(t) = u_{\text{вх}\, q}(t) = u_{\text{вых}\, q}(t). \qquad (6.8.5)$$

Теперь учтем искажения, появляющиеся в n-канальной радиолинии из-за спада частотной характеристики видеоусилителя на низких частотах. Пусть по всем n каналам передаются сообщения в виде синусоидальных напряжений различных частот. Положим, что глубина

модуляции $m_{АМ}$ во всех каналах одинакова. Также будем считать одинаковыми среднюю амплитуду импульсов $U_{0\,и}$ и длительность импульсов $\tau_{рб}$.

Согласно сказанному выше искажение огибающей каждого канала за счет спада частотной характеристики общего тракта можно учесть прибавлением синусоидального напряжения (рис. 6.49,*б*).

Следовательно, формула (6.8.2) с учетом рассматриваемых искажений должна быть переписана следующим образом:

$$\begin{aligned} u''_{\Sigma}(t) = [u_{вх_1}(t) + U_{m_1}\sin(\Omega_1 t + \varphi_{m_1})] + \\ + [u_{вх_2}(t) + U_{m_2}\sin(\Omega_2 t + \varphi_{m_2})] + \ldots + [u_{вх_j}(t) + \\ + U_{m_j}\sin(\Omega_j t + \varphi_{m_j})] + \ldots + [u_{вх_q}(t) + \\ + U_{m_q}\sin(\Omega_q t + \varphi_{m_q})] + \ldots + \\ + [u_{вх_n}(t) + U_{m_n}\sin(\Omega_n t + \varphi_{m_n})]; \end{aligned} \qquad (6.8.6)$$

где $\Omega_1, \Omega_2, \ldots, \Omega_n$ — частоты огибающих в 1-м, 2-м, ..., n-м каналах.

Значения амплитуд искажающих синусоид, определяются из векторной диаграммы рис. 6.48.

$$\begin{aligned} U_{m_j} = m_{АМ} U_{0\,и} \frac{\tau_{рб}}{T_{опр}} \times \\ \times \sqrt{1 + \Phi^2_{ртм}(\Omega_j) - 2\Phi_{ртм}(\Omega_j)\cos[\varphi(\Omega_j)]}\,. \end{aligned} \qquad (6.8.7)$$

Фазовые сдвиги $\varphi_{m_1}, \varphi_{m_2}, \ldots, \varphi_{m_n}$ также могут быть определены из рис. 6.48. Подставляя значение $u''_{\Sigma}(t)$ из формулы (6.8.6) в выражение (6.8.1) вместо u'_{Σ} и учитывая равенства (6.8.4) и (6.8.5), получаем выражение для напряжения на выходе разделителя в q-м канале

$$\begin{aligned} u'_{вых_q} = U_{m_1}\sin(\Omega_1 t + \varphi_{m_1})\, u_{ком_q} + U_{m_2}\sin(\Omega_2 t + \\ + \varphi_{m_2})\, u_{ком_q} + \ldots + U_{m_j}\sin(\Omega_j t + \varphi_{m_j})\, u_{ком_q} + \ldots + \\ + u_{вх_q} + U_{m_q}\sin(\Omega_q t + \varphi_{m_q})\, u_{ком_q} + \ldots + \\ + U_{m_n}\sin(\Omega_n t + \varphi_{m_n})\, u_{ком_q}. \end{aligned} \qquad (6.8.8)$$

Коммутирующую функцию $u_{\text{ком}_q}(t)$ можно представить в виде ряда Фурье

$$u_{\text{ком}_q}(t)=\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}+\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2\sin\frac{k\pi t_m}{T_{\text{опр}}}}{k\pi}\cos\left[\frac{2k\pi}{T_{\text{опр}}}(t-t_q)\right], \quad (6.8.9)$$

где t_m — время, отведенное на один канал, т. е. длительность импульса коммутирующей функции (рис. 6.50);

t_q — время от начала периода опроса до середины интервала включения q-го канала;

$$T_{\text{опр}}=\frac{1}{F_{\text{опр}}}.$$

Подставляя выражение (6.8.9) в равенство (6.8.8), можно найти полный спектр напряжения на выходе разделителя в q-м канале. Нас, однако, интересует не полный спектр, а только та его часть, которая пройдет через выходной фильтр канала. Положим, что полоса выходного фильтра выбрана таким образом, что боковые гармоники вблизи частоты $F_{\text{опр}}$ (рис. 6.46) через него не проходят, т. е.

$$\Delta F_{\text{ф}}<F_{\text{опр}}-\frac{\Omega_{S\,\text{макс}}}{2\pi}, \quad (6.8.10)$$

где $\Delta F_{\text{ф}}$ — полоса пропускания выходного фильтра;

$\Omega_{S\,\text{макс}}$ — наивысшая частота модуляции в радиолинии.

Тогда на выходе фильтра q-го канала получим

$$u''_{\text{вых}_q}=U_{m_1}\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}\sin(\Omega_1 t+\varphi_{m_1})+U_{m_2}\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}\sin(\Omega_2 t+\varphi_{m_2})+\ldots+U_{m_j}\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}\sin(\Omega_j t+\varphi_{m_j})+\ldots+m_{\text{АМ}}U_{0\,u}\frac{\tau_{\text{рб}}}{T_{\text{опр}}}\sin\Omega_q t+U_{m_q}\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}\sin(\Omega_q t+\varphi_{m_q})+\ldots+U_{m_n}\frac{t_m}{T_{\text{опр}}}\sin(\Omega_n t+\varphi_{m_n}). \quad (6.8.11)$$

Определим коэффициент нелинейных искажений ν_q как отношение мощности мешающих составляющих к полезной мощности сигнала.

Мощность полезного сигнала в q-м канале

$$P_{c_q}=\frac{\left(m_{AM}U_{0_u}\frac{\tau_{рб}}{T_{опр}}\right)^2}{2}. \tag{6.8.12}$$

Мощность мешающих составляющих в q-м канале будет равна

$$P_{пх_q}=\frac{1}{2}\left(\frac{t_m}{T_{опр}}\right)^2\sum_{j=1}^{n}U_{m_j}^2 \tag{6.8.13}$$

или, подставляя значение U_{m_j} из выражения (6.8.7), получаем

$$P_{пх_q}=\frac{1}{2}\left(\frac{t_m}{T_{опр}}\right)^2\left(m_{AM}U_{0u}\frac{\tau_{рб}}{T_{опр}}\right)^2\sum_{j=1}^{n}[1+\Phi_{ртм}^2(\Omega_j)-$$
$$-2\Phi_{ртм}(\Omega_j)\cos\varphi(\Omega_j)]. \tag{6.8.14}$$

Следовательно,

$$\nu_q=\left(\frac{P_{пх}}{P_c}\right)_q=\left(\frac{t_m}{T_{опр}}\right)^2\sum_{j=1}^{n}[1+\Phi_{ртм}^2(\Omega_j)-$$
$$-2\Phi_{ртм}(\Omega_j)\cos\varphi(\Omega_j)]. \tag{6.8.15}$$

Значение $\frac{t_m}{T_{опр}}$ можно выразить через число каналов n, если положить при этом, что длительность паузы между соседними кадрами (см. рис. 6.50)

$$\tau_{сз}=2t_m. \tag{6.8.16}$$

Тогда

$$\frac{t_m}{T_{опр}}=\frac{1}{n+2}. \tag{6.8.17}$$

Теперь выражение для коэффициента нелинейных искажений (6.8.15) можно переписать в следующем виде:

$$\nu_q = \frac{n}{(n+2)^2} \overline{M}, \tag{6.8.18}$$

где $\overline{M}$ — средний коэффициент искажений, который определяется частотной характеристикой в области низких частот

$$\overline{M} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} [1 + \Phi^2_{\text{ртм}}(\Omega_j) - 2\Phi_{\text{ртм}}(\Omega_j) \cos \varphi(\Omega_j)]. \tag{6.8.19}$$

При большом числе каналов

$$\nu_q \approx \frac{\overline{M}}{n}. \tag{6.8.20}$$

Полученные зависимости позволяют определить коэффициент нелинейных искажений в канале в предположении, что все каналы находятся в равных условиях. Как видно из формул (6.8.18) и (6.8.19) при этом все каналы одинаково мешают друг другу. Рассмотренный метод нетрудно обобщить и для случая, когда каналы различны, а также для случая модуляции поднесущей канала сигналом с более сложным спектром.

3. Междуканальные помехи 2-го рода

Возникновение междуканальных помех 2-го рода является следствием высокочастотных искажений и объясняется изменением формы импульсов — растягиванием заднего фронта импульса. При этом импульсы каждого предыдущего канала вызывают искажения в последующих каналах, причем наибольшие искажения возникают в соседнем канале. Величина искажений, вообще говоря, зависит от величины временного промежутка между импульсами соседних каналов. Междуканальные помехи 2-го рода возникают независимо от наличия модуляции в каналах и имеют место также при передаче постоянных составляющих.

Выведем некоторые количественные соотношения, характеризующие подобные междуканальные помехи. Поскольку рассматриваемые помехи определяются только

спадом высоких частот, можно допустить, что низкие частоты пройдут без искажения, и аппроксимировать частотную характеристику общего для всех каналов тракта следующим образом:

$$|\Phi_{вд}(j\omega)| = \frac{K_{вд}}{\sqrt{1+(\tau_{вд}\omega)^2}}, \qquad (6.8.21)$$

где $\tau_{вд}$ — постоянная времени радиотракта.

Из выражения (6.8.21) находим, что полоса пропускания тракта на уровне 0,7 по напряжению определяется следующей формулой:

$$F_{вд} = \frac{1}{2\pi\tau_{вд}}. \qquad (6.8.22)$$

Характер искажения формы прямоугольного импульса, проходящего через фильтр с характеристикой вида

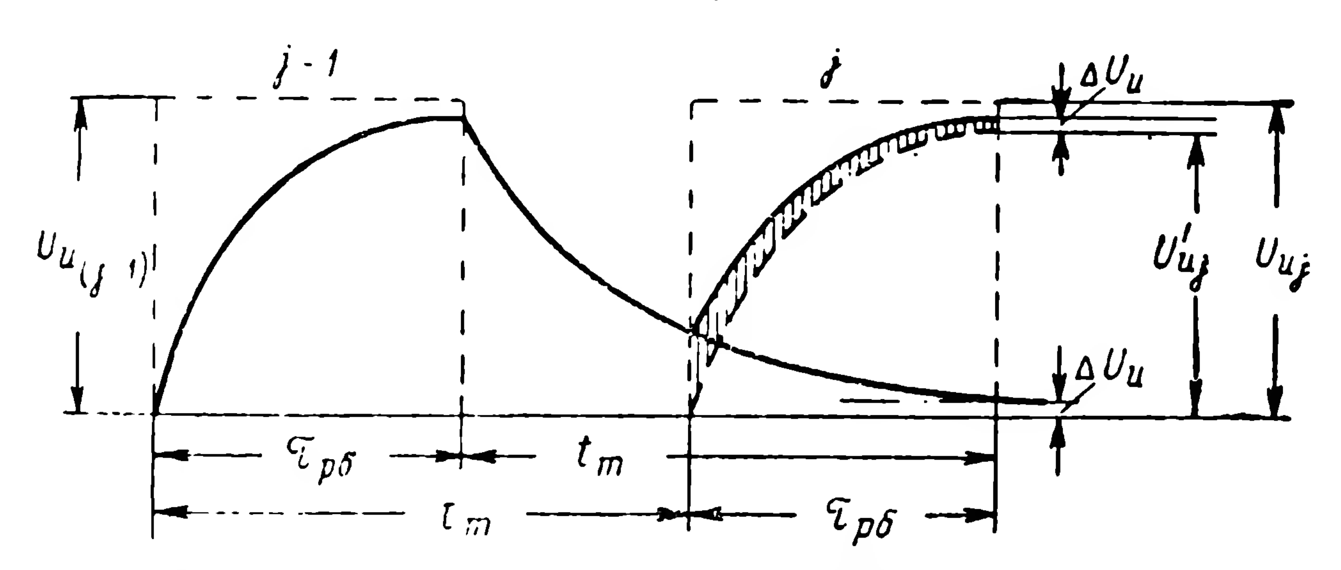


Рис. 6.51. Искажения формы импульсов в $(j-1)$-м и j-м каналах.

(6.8.21), иллюстрируется рис. 6.51. Из этого рисунка видно, что растягивание заднего фронта импульса $(j-1)$-го канала сказывается на изменении амплитуды и формы импульса j-го канала, т. е. имеет место помеха по соседнему каналу.

Чтобы определить величину подобных искажений, прежде всего следует уточнить, как производится запись в регистрирующем устройстве.

При непосредственной записи линиями и форме импульса, соответствующей рис. 6.51, фактически регистрируется максимальное значение напряжения во время импульса. Из рис. 6.51 следует, что максимальное напряжение во время импульса j-го канала (в конце

импульса) будет изменено на величину ΔU_u по сравнению со случаем отсутствия сигнала во всех предыдущих каналах. Величину искажения в j-м канале можно оценивать значением

$$\delta_{\text{н}_j}=\frac{\Delta U_u}{U'_{u_j}}, \qquad (6.8.23)$$

где U'_{u_j} — амплитуда импульса j-го канала при отсутствии междуканальных помех.

Учитывая формулу (6.8.21), получаем напряжение в момент окончания импульса в j-м канале при отсутствии междуканальных искажений

$$U'_{u_j}=U_{u_j}\left(1-e^{-\frac{\tau_{\text{рб}}}{\tau_{\text{вд}}}}\right). \qquad (6.8.24)$$

Учитывая влияние на j-й канал только $(j-1)$-го канала, можно написать

$$\Delta U_u=U_{u(j-1)}\left(1-e^{-\frac{\tau_{\text{рб}}}{\tau_{\text{вд}}}}\right)e^{-\frac{t_m}{\tau_{\text{вд}}}}, \qquad (6.8.25)$$

где t_m — интервал, отводимый на один канал (рис. 6.51).

Используя соотношения (6.8.24) и (6.8.25), согласно выражению (6.8.23) получаем

$$\delta_{\text{н}_j}=e^{-\frac{t_m}{\tau_{\text{вд}}}}\frac{U_{u(j-1)}}{U_{u_j}}. \qquad (6.8.26)$$

При многоканальной передаче с использованием АИМ расстояние между соседними каналами t_m связано с частотой опроса каждого канала $F_{\text{опр}}$ следующей формулой:

$$t_m=\frac{1}{nF_{\text{опр}}}. \qquad (6.8.27)$$

Следовательно, учитывая выражение (6.8.22), имеем

$$\delta_{\text{н}_j}=e^{-\frac{2\pi F_{\text{вд}}}{nF_{\text{опр}}}}\frac{U_{u(j-1)}}{U_{u_j}}. \qquad (6.8.28)$$

Несколько иными будут соотношения при записи сигнала с помощью фильтров. Как следует из выражения для спектра АИМ (см. § 5.2), амплитуда составляющей на частоте модуляции пропорциональна площади немодулированного импульса (при постоянном периоде повторения). Подобное обстоятельство остается справедливым не только для прямоугольных импульсов, но и для импульсов любой формы. Поэтому величину искажений при записи после фильтров следует оценивать приращением площади импульса за счет влияния соседнего канала. Для рассматриваемого случая выражение для площади рабочего импульса (без помехи) в j-м канале A_j будет иметь следующий вид:

$$A_j = \int_0^{\tau_{рб}} U_{u_j}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{вд}}}\right) dt = U_{u_j}\tau_{вд}\left(\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}} - 1 + e^{-\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}}}\right). \tag{6.8.29}$$

Приращение площади импульса в j-м канале за счет влияния $(j-1)$-го канала будет равно

$$\Delta A_j = \int_{t_m-\tau_{рб}}^{t_m} U_{u(j-1)}\left(1 - e^{-\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}}}\right) e^{-\frac{t}{\tau_{вд}}} dt =$$

$$= \tau_{вд} U_{u(j-1)}\left(1 - e^{-\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}}}\right)\left(e^{-\frac{t_m-\tau_{рб}}{\tau_{вд}}} - e^{-\frac{t_m}{\tau_{вд}}}\right). \tag{6.8.30}$$

Ошибка измерения здесь может оцениваться величиной $\delta_{u_j} = \frac{\Delta A_j}{A_j}$. Используя соотношения (6.8.30) и (6.8.29), получаем следующее выражение:

$$\delta_{u_j} = \frac{\left(1 - e^{-\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}}}\right)\left(e^{-\frac{t_m-\tau_{рб}}{\tau_{вд}}} - e^{-\frac{t_m}{\tau_{вд}}}\right)}{\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}} - 1 + e^{-\frac{\tau_{рб}}{\tau_{вд}}}} \frac{U_{u(j-1)}}{U_{u_j}}. \tag{6.8.31}$$

В эту формулу можно подставить значения t_m и $\tau_{вд}$ из выражений (6.8.22) и (6.8.27). Длительность импульса $\tau_{рб}$

может быть выражена через частоту опроса $F_{\text{опр}}$ и число каналов n как

$$\tau_{\text{рб}}=\frac{1}{anF_{\text{опр}}}, \qquad (6.8.32)$$

где $a=\frac{t_m}{\tau_{\text{рб}}}$ $(a>1)$ характеризует величину защитного промежутка между импульсами соседних каналов.

Подставляя соответствующие значения в формулу (6.8.31), получаем

$$\delta_{u_j}=\frac{2e^{-\frac{2\pi F_{\text{вд}}}{nF_{\text{опр}}}}\left(\text{ch}\,\frac{2\pi F_{\text{вд}}}{anF_{\text{опр}}}-1\right)}{\frac{2\pi F_{\text{вд}}}{anF_{\text{опр}}}-\left(1-e^{-\frac{2\pi F_{\text{вд}}}{anF_{\text{опр}}}}\right)}\,\frac{U_{u_{(j-1)}}}{U_{u_j}}. \qquad (6.8.33)$$

Полученная формула показывает, что ошибка δ_{u_j} уменьшается с увеличением a, т. е. введение защитного промежутка при постоянной $F_{\text{опр}}n$ уменьшает помеху по соседнему каналу.

Рассмотренный метод анализа может быть использован при любых частотных характеристиках тракта. При этом следует вместо формул (6.8.24) и (6.8.25) брать соответствующие переходные функции рассматриваемого усилителя.

В частности, в работе [16] сделаны аналогичные выводы для случая прямоугольной частотной характеристики видеоусилителя.

6.9. СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

1. Эффективность радиотелеметрической системы

В предыдущих параграфах различные радиотелеметрические системы рассматривались в основном с точки зрения их классификации по используемому способу разделения каналов и применяемому методу модуляции. Подобная классификация удобна для теоретического анализа и используется, например, в работах [61, 92]. При оценке радиотелеметрических линий с точки зрения простоты, надежности и возможности практического

применения более удобной будет классификация по признаку их эффективности *, предлагаемая в работе [12], причем под эффективностью радиотелеметрической линии понимается величина

$$S_{\text{ртм}} = n\overline{F}_{S\,\text{макс}}, \tag{6.9.1}$$

где n — число рабочих каналов в системе;

$\overline{F}_{S\,\text{макс}}$ — максимальная ширина спектра информации, которая может быть передана в среднем через один канал

$$\overline{F}_{S\,\text{макс}} = \frac{\sum_{j=1}^{j=n} F_{S_j\,\text{макс}}}{n}, \tag{6.9.2}$$

где $F_{S_j\,\text{макс}}$ — максимальная ширина спектра информации которая может быть передана через j-й канал.

В радиотелеметрической системе с идентичными каналами

$$F_{S_j\,\text{макс}} = \overline{F}_{S\,\text{макс}}. \tag{6.9.3}$$

Понятие эффективности наиболее полно характеризует возможности телеметрической системы. Так, например, в готовой системе с временным разделением каналов можно по желанию увеличивать полосу пропускания канала $F_{S_{\text{макс}}}$ за счет уменьшения числа каналов n. Для этого используется параллельное включение каналов. Величина эффективности системы $S_{\text{ртм}}$ при этом не изменяется.

При классификации по эффективности различают следующие группы многоканальных радиотелеметрических систем [12]:

— системы малой эффективности;
— системы средней эффективности;
— системы высокой эффективности.

* В работе [61] при такой классификации вместо понятия эффективности используется понятие пропускной способности. Последний термин менее целесообразен, поскольку в теории информации также широко применяется понятие пропускной способности, в которое вкладывается иной смысл.

2. Радиотелеметрические системы малой эффективности

Подобные системы предназначаются для радиотелеизмерения медленно изменяющихся величин с максимальной шириной частотного спектра, не превышающей 10—15 *гц*. Число каналов здесь достигает 30—40. Следовательно, эффективность не превышает 300—600 [12]. Радиотелеметрические системы малой эффективности должны выполняться с максимально возможной простотой.

Рассмотрим вопрос о способе разделения каналов и методах модуляции, которые наиболее целесообразно использовать в таких радиолиниях.

Небольшая ширина спектра передаваемых сообщений позволяет применить механический коммутатор и, тем самым, временной способ разделения каналов. Использование частотного способа разделения каналов приведет к неоправданному усложнению бортовой аппаратуры, поскольку вместо одного механического коммутатора и кодирующего устройства, общего для всех каналов, необходимо будет применять n канальных модуляторов и генераторов поднесущих колебаний. Применение механического коммутатора ограничивает возможность повышения эффективности радиолинии как по ширине спектров передаваемых сообщений, так и по числу каналов.

Максимально допустимая ширина спектра сообщения при одном опросе канала за кадр определяется соотношением

$$F_{S_{\text{макс}}} = \frac{F_{\text{опр}}}{K_{\text{зап}}}, \qquad (6.9.4)$$

где $F_{\text{опр}}$ — частота опроса датчика;

$K_{\text{зап}}$ — коэффициент, определяемый методом дешифрации [для записи с помощью фильтров $K_{\text{зап}} \approx 2{,}5$, а для непосредственной $K_{\text{зап}} \approx 6$. См. § 6.7п.2].

В § 6.6п.2 уже отмечалось, что значения $F_{\text{опр}}$ для механического коммутатора нельзя выбрать большими, чем несколько десятков герц. Поэтому значения $F_{S_{\text{макс}}}$ здесь не могут превышать 10—15 *гц*.

С другой стороны, число каналов при механической

коммутации трудно сделать большим 30—40, поскольку на окружности ротора для каждого канала необходимо установить отдельную ламель, надежно изолированную от соседних ламелей [61].

Таким образом, радиотелеметрические линии с механическим коммутатором и временным разделением каналов являются типичными для систем с малой эффективностью. Учитывая требование максимальной простоты аппаратуры, синхронизирующий сигнал в линии малой эффективности целесообразнее всего передавать с помощью паузы.

Оценим возможные значения длительности отдельных рабочих импульсов с АИМ-1 в последовательности, снимаемой с выхода механического коммутатора. Для этого воспользуемся равенством (6.8.32).

$$\tau_{\text{рб}} = \frac{1}{\alpha n F_{\text{опр}}}.$$

Полагая, что $F_{\text{опр}} = \frac{N_{\text{кт}}}{60} \approx 40$ *гц* ($N_{\text{кт}}$ — число оборотов ротора коммутатора в минуту, которое принимаем равным 2400), а $\alpha = 1,25$ для $n = 30$, получаем

$$\tau_{\text{рб}} = \frac{1}{40 \cdot 30 \cdot 1,25} \approx 670 \text{ мксек.}$$

В рассматриваемом случае передающий тракт будет наиболее простым, если для модуляции поднесущего колебания использовать АИМ или ШИМ. Применение АИМ несколько упрощает аппаратуру, так как АИМ получается непосредственно на выходе коммутатора каналов. Для получения ШИМ дополнительно необходим преобразователь АИМ-ШИМ. Однако АИМ оказывается чувствительной к амплитудной (при АИМ-АМ) или частотной (при АИМ-ЧМ) нестабильности бортового передатчика.

Модуляцию несущей в рассматриваемой радиолинии лучше производить по частоте, так как амплитудная модуляция дает большие шумовые ошибки. Так, напри-

мер, сравнивая ШИМ-АМ и ШИМ-ЧМ, согласно формулам (6.7.12) и (6.7.30) получаем

$$\frac{\delta_{шн(ШИМ\text{-}АМ)}}{\delta_{шн(ШИМ\text{-}ЧМ)}}=\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{f_д}{\sqrt{F_{вд(АМ)}F_{вд(ЧМ)}}}, \qquad (6.9.5)$$

где $F_{вд\,(АМ)}$, $F_{вд\,(ЧМ)}$ — полосы видеоусилителя при ШИМ-АМ и ШИМ-ЧМ соответственно;

$f_д$ — девиация несущей частоты при ШИМ-ЧМ.

Для того чтобы оценить полученное соотношение, определим порядок величин, входящих в правую часть формулы (6.9.5).

При ШИМ-АМ, как следует из выражения (6.7.12), для повышения точности выгодно увеличивать полосу видеоусилителя $F_{вд\,(АМ)}$ и соответственно полосу УПЧ $\Delta f_{пч}$, так как при этом возрастает крутизна фронта импульса. Это справедливо, однако, до тех пор, пока полоса приемного тракта не приблизится к полосе передатчика $\Delta f_{прд}$, которая определяет крутизну фронта импульса на входе приемника. Предполагая, что мощность передатчика достаточно велика, так что достигается порог улучшения, получаем, что наименьшие ошибки для ШИМ-АМ будут при

$$F_{вд\,(АМ)\,макс}\approx\frac{1}{2}\Delta f_{пч}\approx\frac{1}{2}\Delta f_{прд}. \qquad (6.9.6)$$

При ШИМ-ЧМ, как видно из формулы (6.7.30), наоборот, выгодно уменьшить полосу видеоусилителя $F_{вд(ЧМ)}$. Однако уменьшение полосы дает выигрыш только до тех пор, пока значительно не уменьшится амплитуда усиливаемого импульса. При дальнейшем сужении полосы отношение сигнал/шум падает и ошибка растет. Формула (6.7.30) в этом случае уже не справедлива. Таким образом, можно принять

$$F_{вд(ЧМ)мин}\approx\frac{1}{\tau_{мин}}, \qquad (6.9.7)$$

где $\tau_{мин}$ — минимальная длительность импульса при ШИМ.

Выше мы определили длительность импульса, снимаемого с коммутатора $\tau_{рб}\approx 670$ *мксек*. Следовательно, максимальная длительность импульса при ШИМ также

может быть примерно той же величины. Полагая, что преобразователь АИМ-ШИМ позволяет изменять длительность импульса в 8 — 10 раз, находим

$$\tau_{мин} = (0,1 \div 0,125)\,\tau_{рб} \approx (67 \div 84)\ мксек$$

и, следовательно,

$$F_{вд\,(ЧМ)\,мин} = 15 \div 12\ кгц. \qquad (6.9.8)$$

Девиация несущей частоты $f_д$ практически определяет ширину спектра излучаемого сигнала. Поэтому если полоса ЧМ передатчика используется полностью, то

$$\Delta f_{прд} \approx 2f_д. \qquad (6.9.9)$$

Поскольку и при ШИМ-АМ, и при ШИМ-ЧМ увеличение полосы пропускания передатчика уменьшает шумовую ошибку, будем считать полосы передатчиков одинаковыми. Тогда, подставляя выражения (6.9.6), (6.9.8) и (6.9.9) в (6.9.5), получаем

$$\frac{\delta_{шн\,(ШИМ\text{-}АМ)}}{\delta_{шн\,(ШИМ\text{-}ЧМ)}} = \frac{\sqrt{3}}{2}\sqrt{\frac{\Delta f_{прд}}{12 \div 15}}. \qquad (6.9.10)$$

Таким образом, при ШИМ-ЧМ будет более высокая точность, если полоса пропускания передатчика может быть взята больше 16—20 *кгц*. Практически в диапазоне рабочих волн 1—2 *м* может быть получена без особых трудностей более широкая полоса. Следовательно, ШИМ-ЧМ дает меньшие шумовые ошибки, чем ШИМ-АМ. Заметим также, что модуляция ШИМ-ЧМ практически не чувствительна к колебаниям частоты и амплитуды передатчика.

На основании этого в работе [12] делается вывод о том, что ШИМ-ЧМ — наиболее целесообразный метод модуляции для радиотелеметрических систем с малой эффективностью.

3. Радиотелеметрические системы средней эффективности

Системы с малой эффективностью позволяют обеспечить передачу только узкополосной информации. Целесообразно иметь также системы, предназначенные, пре-

жде всего, для передачи широкополосной информации (порядка $\overline{F}_{S\,\text{макс}}=300\div500$ *гц*).

В подобных системах наиболее выгодно частотное разделение каналов, поскольку применение механического коммутатора исключено, а использование электронного коммутатора нецелесообразно из-за сравнительно большой сложности и меньшей надежности. При частотном разделении каналов из-за перекрестных помех число каналов n нельзя сделать очень большим. Практически число каналов равно примерно 14—18 [61]. Следовательно, значение эффективности для таких систем

$$S_{\text{ртм}}=n\overline{F}_{S\,\text{макс}}=(14\div18)\cdot(300\div500)=4200\div9000.$$

Несущее колебание при частотном разделении каналов наиболее выгодно модулировать по частоте. При амплитудной модуляции возникают более заметные перекрестные помехи и нелинейные искажения, связанные с трудностью осуществления достаточно линейной модуляционной характеристики радиопередающего устройства и линейности в усилителях высокочастотной мощности. Кроме того, при амплитудно-модулированной несущей ухудшается использование мощности бортового передатчика.

Таким образом, целесообразно сравнить два варианта осуществления радиотелеметрической линии с частотным разделением каналов: вариант с АМ-ЧМ и вариант с ЧМ-ЧМ.

Применение частотно-модулированных поднесущих позволяет получить более высокие точности радиотелеизмерения. Ошибки, определяемые собственными шумами радиоприемных устройств и перекрестными помехами, в этом случае будут меньше. Сравним, например, ошибки из-за собственных шумов. Из формул (6.3.22) и (6.3.28) получим следующее выражение для отношения значений ошибок измерения, обусловливаемых флюктуационными шумами при АМ-ЧМ и ЧМ-ЧМ:

$$\frac{\delta_{\text{ш (АМ-ЧМ)}}}{\delta_{\text{ш (ЧМ-ЧМ)}}}=\sqrt{3}\,\frac{\dfrac{\overline{F}_{\text{пн (АМ-ЧМ)}}}{\Delta F_{\text{кл}}}}{\left[\dfrac{F_{\text{пн}\,j\,\text{(ЧМ-ЧМ)}}}{F_{\text{д}\,j\,\text{(ЧМ-ЧМ)}}}\right]}. \qquad (6.9.11)$$

Данное отношение соответствует случаю, когда сравниваемые линии идентичны по числу каналов n, девиации несущей частоты $f_д$, средней мощности полезного сигнала $\overline{P}_с$, спектральной плотности шумов на входе радиоприемных устройств $G_{ш\,вх}$ и полосе пропускания выходных фильтров $\Delta F_{кл}$.

Напомним, что формула (6.3.28) справедлива для радиолинии, в которой для уравнивания отношения сигнал/шум в каналах обеспечивается выполнение равенства (6.3.27)

$$\frac{F_{д_j}}{F_{пн_j}}=\text{const}.$$

Практически наибольшая девиация частоты $F_{д_j\,макс}$ может быть сделана равной 10—20% от частоты поднесущей $F_{пн_j}$. Следовательно,

$$\left(\frac{F_{пн_j}}{F_{д_j}}\right)_{мин}\approx 5\div 10. \qquad (6.9.12)$$

Из формулы (6.3.22) видно, что при АМ-ЧМ выгодно уменьшать частоту поднесущей в среднем канале $\overline{F}_{пн}$. Оценим минимально допустимую величину $\overline{F}_{пн\,мин}$ с помощью формулы (6.3.17)

$$\overline{F}_{пн}\approx F_{пн_1}+\frac{n}{2}\Delta F_{пн}. \qquad (6.9.13)$$

Минимальная частота поднесущей $F_{пн_1}$ должна быть достаточно большой, чтобы была возможна амплитудная модуляция спектром сообщения с полосой $\overline{F}_{S_{макс}}$. Следовательно, $F_{пн_1}$ должна быть равна по крайней мере $10\overline{F}_{S_{макс}}$. Величину $\Delta F_{пн}$ надо взять достаточно большой, чтобы не допустить помех по соседнему каналу. Практически

$$\Delta F_{пн}=(1{,}5\div 2)\,\Delta F_{рф}, \qquad (6.9.14)$$

где $\Delta F_{рф}$ — полоса пропускания разделительного фильтра.

Но при амплитудно-модулированной поднесущей полоса $\Delta F_{рф}$ определяется как

$$\Delta F_{рф} \approx 2\overline{F}_{S\,макс}. \qquad (6.9.15)$$

Заметим также, что $\Delta F_{кл} \approx \overline{F}_{S_{макс}}$. Следовательно, для АМ-ЧМ в рассматриваемом случае имеем

$$\left[\frac{\overline{F}_{пн\,(АМ\text{-}ЧМ)}}{\Delta F_{кл}}\right]_{мин} \approx$$

$$\approx \frac{10\overline{F}_{S\,макс} + \frac{(14 \div 18)}{2}\cdot(1{,}5 \div 2)\cdot 2\cdot\overline{F}_{S_{макс}}}{\overline{F}_{S_{макс}}} = 31 \div 46.$$

Подставляя полученные значения в формулу (6.9.11) находим

$$\frac{\delta_{ш\,(АМ\text{-}ЧМ)}}{\delta_{ш\,(ЧМ\text{-}ЧМ)}} = 5 \div 16.$$

Таким образом, метод ЧМ-ЧМ имеет определенные преимущества по сравнению с АМ-ЧМ, поэтому его применять более целесообразно. Некоторым недостатком метода ЧМ-ЧМ следует считать необходимость в хорошей стабильности среднего значения поднесущих частот.

Окончательный выбор метода модуляции поднесущих колебаний должен производиться с учетом удобства согласования модулятора с датчиком. Так, например, тензодатчик (рис. 6.2) или потенциометрический датчик (рис. 6.4) удобнее применять с амплитудным модулятором, индуктивный датчик (рис. 6.5,*б*), наоборот, лучше применять с частотным модулятором.

4. Радиотелеметрические системы высокой эффективности

Радиотелеметрические системы высокой эффективности должны иметь большое число каналов (до 30÷40) и обеспечивать передачу широкополосной информации (300÷500 *гц*). Соответственно эффективность их $S_{ртм} = 9000 \div 20\,000$ [12].

Большое число каналов не позволяет использовать частотное разделение каналов из-за перекрестных помех,

возрастающих с увеличением числа каналов. Таким образом, в системах высокой эффективности должно использоваться временное разделение каналов.

Частоту опроса датчиков следует взять равной

$$F_{опр} = K_{зап}\overline{F}_{s_{макс}} = (2{,}5 \div 6)\cdot(300 \div 500) = 750 \div 3000 \text{ гц}.$$

Такую частоту опроса не может обеспечить механический коммутатор. Следовательно, в системах высокой эффективности должны применяться электронные коммутаторы. Для обеспечения частоты опроса 3000 *гц* при 40 каналах потребуется частота пусковых импульсов, равная $F_{пск} = 120$ *кгц*. При этом на один канал приходится интервал времени, равный $t_m = \frac{1}{120\cdot 10^3} \approx 8{,}5$ *мксек.*

При такой ширине временного интервала минимальное значение длительности рабочего импульса в случае ШИМ или длительность импульса ВИМ должна быть порядка микросекунды или десятых долей микросекунды. Поэтому несущую частоту радиолинии целесообразно выбирать в диапазоне сантиметровых волн или в нижнем участке дециметрового диапазона (10—15 *см*). Частотная модуляция несущего колебания в этих диапазонах волн микросекундными импульсами представляет собой более сложную задачу, чем амплитудная модуляция. При амплитудной модуляции несущего колебания применение ВИМ поднесущих дает выигрыш в отношении точности измерений по сравнению с ШИМ, что обусловливается более эффективным использованием средней мощности передатчика [61].

Оценим количественно значение выигрыша в точности измерения, который будет получен в результате перехода от ШИМ-АМ к ВИМ-АМ. Из формул (6.7.12) и (6.7.25), соответствующих случаю непосредственной записи, имеем следующее соотношение:

$$\frac{\delta_{шн\,(ШИМ\text{-}АМ)}}{\delta_{шн\,(ВИМ\text{-}АМ)}} = \frac{1}{\sqrt{2n}}\sqrt{\frac{F_{вд}}{F_{опр}}}, \qquad (6.9.16)$$

которое соответствует радиолиниям, идентичным по числу каналов, полосам пропускания видеоусилителей, частотам опроса, средним мощностям радиопередатчиков

и спектральным плотностям флюктуационных шумов на входе радиоприемных устройств.

Полагая ориентировочно $F_{вд}=500$ *кгц* (что соответствует длительности импульса порядка микросекунды) и учитывая, что $F_{опр}=750 \div 3000$ *гц*, для $n=40$ получаем

$$\frac{\delta_{шн\,(ШИМ)}}{\delta_{шн\,(ВИМ)}} \approx 1{,}5 \div 3.$$

Подобный выигрыш соответствует случаю ВИМ-АМ, когда передается как стартовый, так и рабочий импульс. Если отказаться от передачи стартовых импульсов, что обычно практически имеет место, то выигрыш будет примерно в $\sqrt{2}$ раз большим.

Таким образом, для радиотелеметрических систем высокой эффективности наиболее выгодным оказывается применение в радиолинии метода ВИМ-АМ при электронной коммутации каналов.

В заключение остановимся на использовании в радиотелеметрических системах кодово-импульсной модуляции. Если сигнал превышает определенное пороговое значение, то метод КИМ отличается от других методов, рассмотренных в данной главе, прежде всего тем, что ошибка в передаче сообщения здесь не зависит от отношения сигнал/шум, а определяется практически только так называемыми шумами квантования. Подобные шумы представляют собой собственные шумы системы с КИМ. Вредное влияние этих шумов оценивается величиной ошибки квантования, которая зависит от числа дискретных уровней, применяемых для передачи сообщения. В подобных условиях точность передачи при КИМ не зависит от параметров радиолинии, и ошибка может возникать только в преобразователе аналоговой величины датчика в цифровую форму.

Метод КИМ обладает существенными преимуществами, если для обработки данных телеизмерения применяется электронная цифровая машина, которая также использует кодовый метод. Вследствие этого выход радиолинии с КИМ хорошо согласуется с цифровой машиной. Недостатком КИМ является большая сложность и большие габариты бортового оборудования, чем в аналогичных системах с другими методами модуляции.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

СИСТЕМЫ И ЛИНИИ РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

7.1. СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

В системах радиотелеуправления команды формируются на пункте управления. Сформированная команда передается на снаряд через радиолинию телеуправления.

Для формирования сигнала команды на пункте управления необходимо иметь данные о положении и движении снаряда и цели. Существует два способа получения этих данных (гл. 2). Первый способ — визирование снаряда и цели с пункта управления. Второй — визирование цели со снаряда и передача результатов визирования на пункт управления через специальную радиолинию (радиолинию передачи данных).

Системы радиотелеуправления могут быть использованы для управления любыми типами снарядов и при любых методах наведения. Однако не все, возможные в принципе, сочетания системы радиотелеуправления и метода наведения являются практически целесообразными. Так, например, применять радиотелеуправление и визирование с пункта управления для наведения снаряда по кривой погони не выгодно, так как при этом потребуется неоправданное усложнение аппаратуры.

Радиотелеуправление при визировании цели со снаряда может применяться при ручном управлении [46]. В таком случае оператор имеет возможность формировать команды, учитывая положение цели в системе координат, связанной со снарядом. При автоматическом управлении применять радиотелеуправление при визировании цели со снаряда уже невыгодно. Объясняется это тем, что часто счетнорешающий прибор можно уста-

новить на снаряде и, следовательно, обойтись без радиолинии передачи данных визирования и радиолинии телеуправления, т. е. перейти к способу самонаведения. В литературе [9, 12, 13, 28, 37, 45, 46, 51] описаны следующие варианты автоматических систем радиотелеуправления (систем, в которых работа операторов не используется).

1. Радиотелеуправление при визировании снаряда и цели с пункта управления. При этом используются методы наведения в упрежденную точку или метод совмещения.

2. Радиотелеуправление при визировании снаряда с наземного пункта управления и наведении по фиксированной или баллистической траектории на неподвижную цель с известными координатами.

7.2. СИСТЕМА РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ ПРИ НАВЕДЕНИИ С УПРЕЖДЕНИЕМ

1. Принцип работы системы и состав аппаратуры

Будем в качестве примера считать, что система радиотелеуправления используется для наведения зенитной ракеты на воздушную цель [8, 12, 37, 46].

Функциональная схема системы управления для рассматриваемого случая приведена на рис. 7.1. В качестве радиовизиров снаряда и цели в этой схеме используются радиолокационные установки с автослежением.

Оси координат $O_ц$; $x_{вц}$; $y_{вц}$; $z_{вц}$ и $O_с$; $x_{вс}$; $y_{вс}$; $z_{вс}$ связаны соответственно с антенной визира цели и антенной визира снаряда. Рис. 7.1 выполнен в предположении идеальной работы радиовизиров цели и снаряда (оси $x_{вц}$ и $x_{вс}$ точно направлены соответственно на цель и на снаряд).

С радиовизира цели на управляющий счетнорешающий прибор (УСРП) поступают приборные аналоги дальности до цели $u_{R_ц}$; угла места и азимута цели $u_{\theta_ц}$ и $u_{\varphi_{ц\,a}}$, полученные в измерительной системе координат $O_ц$; $x_{иц}$; $y_{иц}$; $z_{иц}$, центр которой совпадает с радиовизиром цели. С радиовизира снаряда на УСРП поступают приборные аналоги дальности до снаряда $u_{R_с}$; угла места и азимута снаряда $u_{\theta_с}$ и $u_{\varphi_{аз}}$, полученные в измерительной системе координат

O_c; $x_{\text{ис}}$; $y_{\text{ис}}$; $z_{\text{ис}}$, центр которой совпадает с радиовизиром снаряда. В качестве измерительных систем координат для обоих радиовизиров могут быть приняты земные системы (гл. 2).

На основании данных о местоположении и движении снаряда и цели в УСРП формируются соответствующие

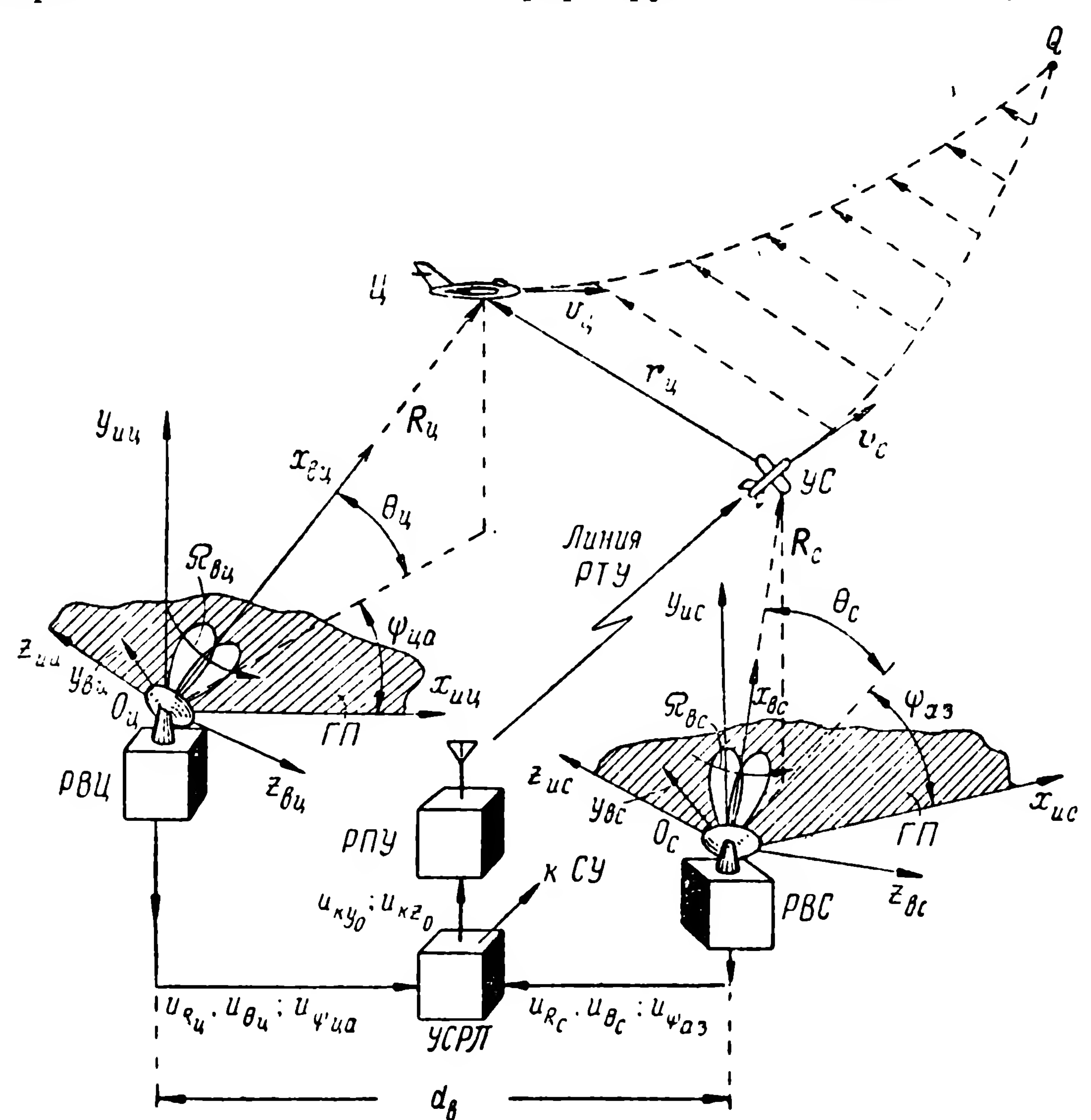


Рис. 7.1. Функциональная схема системы радиотелеуправления при наведении с упреждением:

РВЦ — радиовизир цели; РПУ — радиопередающее устройство линии телеуправления (линии РТУ); УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РВС — радиовизир снаряда; УС — управляемый снаряд; *Ц* — цель; СУ — стартовое устройство; *Q* — упрежденная точка встречи; ГП — горизонтальная плоскость.

сигналы команд тангажа и курса $u_{\text{к}\,y_0}$ и $u_{\text{к}\,z_0}$, которые поступают затем на передающее устройство (РПУ) линии радиотелеуправления.

В дальнейшем, для простоты, будем рассматривать тот случай, для которого радиовизир цели и радиовизир снаряда расположены на местности настолько близко

(расстояние $d_в$ невелико), что величиной параллакса можно пренебречь. Это значит, что измерительные системы координат $O_ц$; $x_{иц}$; $y_{иц}$; $z_{иц}$ и $O_с$; $x_{ис}$; $y_{ис}$; $z_{ис}$ могут считаться совмещенными и, следовательно, значения $R_ц$; $\theta_ц$; $\psi_{ца}$ и $R_с$; $\theta_с$; $\psi_{аз}$ определяются в единой системе координат. Эту единую систему обозначим через O, $x_и$, $y_и$, $z_и$. Выбирая вид уравнения, которое решается управляющим счетнорешающим прибором, можно обеспечить

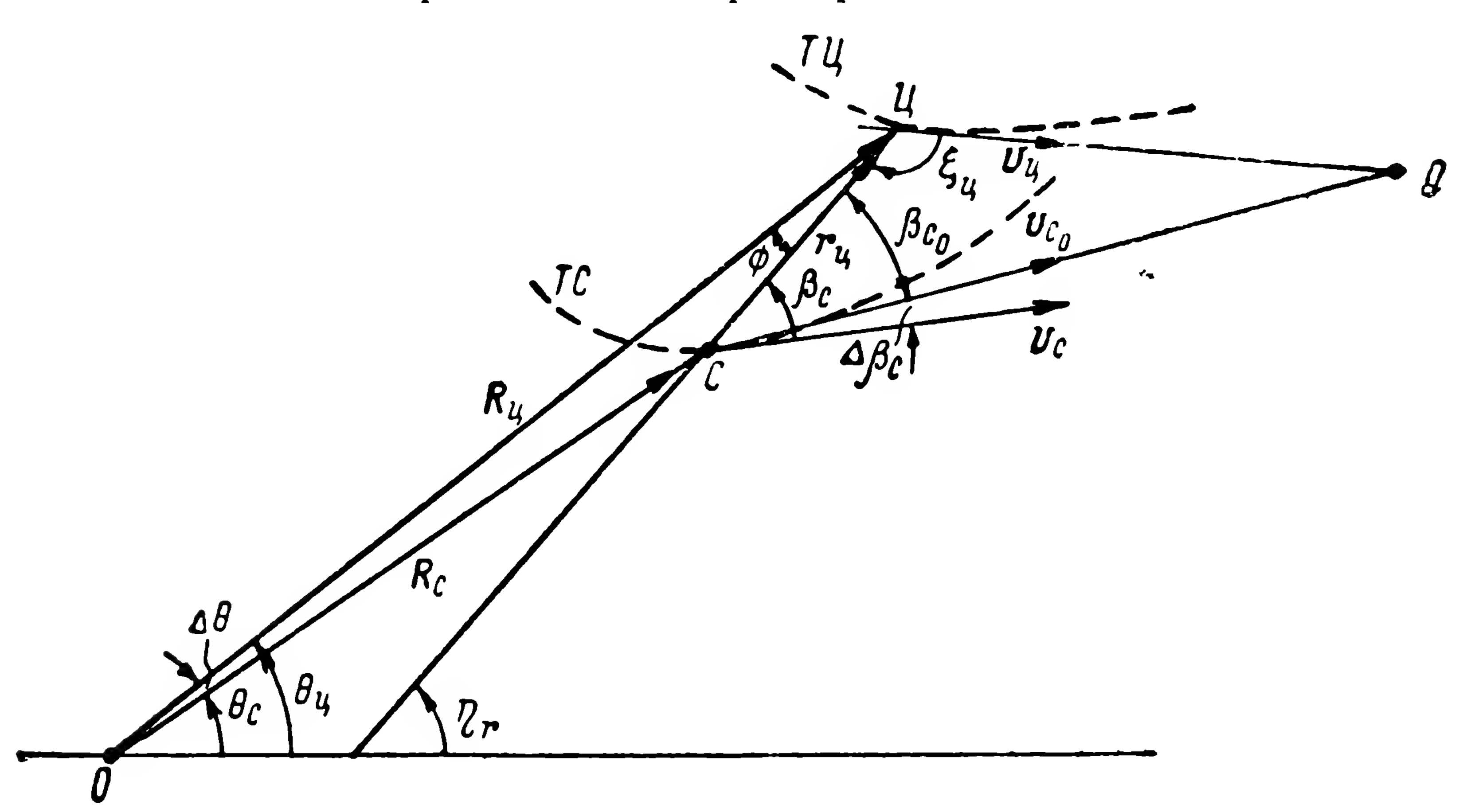


Рис. 7.2. Геометрические соотношения при наведении в вертикальной плоскости методом параллельного сближения:

Ц—цель; *С*—управляемый снаряд; *ТЦ*—траектория цели; *ТС*—траектория снаряда; *Q*—упрежденная точка встречи.

наведение снаряда как методом совмещения, так и любым из методов наведения с упреждением. В настоящем разделе будет рассмотрено наведение методом параллельного сближения.

Рассмотрим работу системы радиотелеуправления при этом методе наведения, полагая, что наведение осуществляется только в вертикальной плоскости (плоская задача). Геометрические соотношения, соответствующие наведению в вертикальной плоскости методом параллельного сближения, даны на рис. 7.2.

При идеальном наведении по этому методу в каждый момент времени должно выполняться условие идеального упреждения (1.2.8)

$$v_{c_0} \sin \beta_{c_0} = v_ц \sin \xi_ц, \qquad (7.2.1)$$

где $\xi_ц$ — угол цели;

β_{c_0} — угол идеального упреждения;

$v_ц$ и v_{c_0} — соответственно скорости движения цели и снаряда.

Если по каким-либо причинам снаряд будет лететь не точно по идеальной кинематической траектории, то появится ошибка упреждения $\Delta\beta_c$ (рис. 7.2), причем

$$\Delta\beta_c = \beta_c - \beta_{c_0},$$

где β_c — фактический угол упреждения.

Легко показать (см., например, [8]), что значение угла β_c должно удовлетворять следующему уравнению:

$$v_c \sin\beta_c - v_ц \sin\xi_ц = r_ц \frac{d\eta_r}{dt}, \qquad (7.2.2)$$

где $r_ц$ — расстояние снаряд—цель;

η_r — угол линии снаряд—цель.

Полагая, что

$$|\mathbf{v}_c| = |\mathbf{v}_{c_0}| = v_c$$

из соотношений (7.2.1) и (7.2.2), получаем

$$v_c(\sin\beta_c - \sin\beta_{c_0}) = r_ц \frac{d\eta_r}{dt}. \qquad (7.2.3)$$

Ошибка $\Delta\beta_c$ должна быть невелика, поэтому с достаточной точностью можно принять

$$\sin\beta_c - \sin\beta_{c_0} = 2\sin\frac{\Delta\beta_c}{2}\cos\left(\beta_{c_0} + \frac{\Delta\beta_c}{2}\right) \approx \Delta\beta_c \cos\beta_{c_0}.$$

Таким образом, соотношение (7.2.3) может быть преобразовано к следующему виду:

$$\Delta\beta_c \approx \frac{r_ц}{v_c \cos\beta_{c_0}} \frac{d\eta_r}{dt}. \qquad (7.2.4)$$

Если считать, что скорость полета снаряда значительно превышает скорость полета цели $\left(\text{например, } \frac{v_c}{v_ц} > 2\right)$, то из равенства (7.2.1) следует, что $\beta_{c_0} < 30°$.

В подобном случае в работе [8] принимается, что

$$\Delta\beta_{\text{с}} \approx \frac{r_{\text{ц}}}{v_{\text{с}}} \frac{d\eta_r}{dt}. \tag{7.2.5}$$

Управляющий счетнорешающий прибор в рассматриваемой системе управления должен вырабатывать сигнал команды $u_{\text{ку}_0}$, пропорциональный величине $\Delta\beta_{\text{с}}$. Система управления в целом должна работать таким образом, чтобы всегда выполнялись условия

$$\Delta\beta_{\text{с}} \to 0 \text{ или } \beta_{\text{с}} \to \beta_{\text{с}_0}. \tag{7.2.6}$$

Рассмотрим структурную схему управляющего счетнорешающего прибора, осуществляющего управление в соответствии с уравнением (7.2.5).

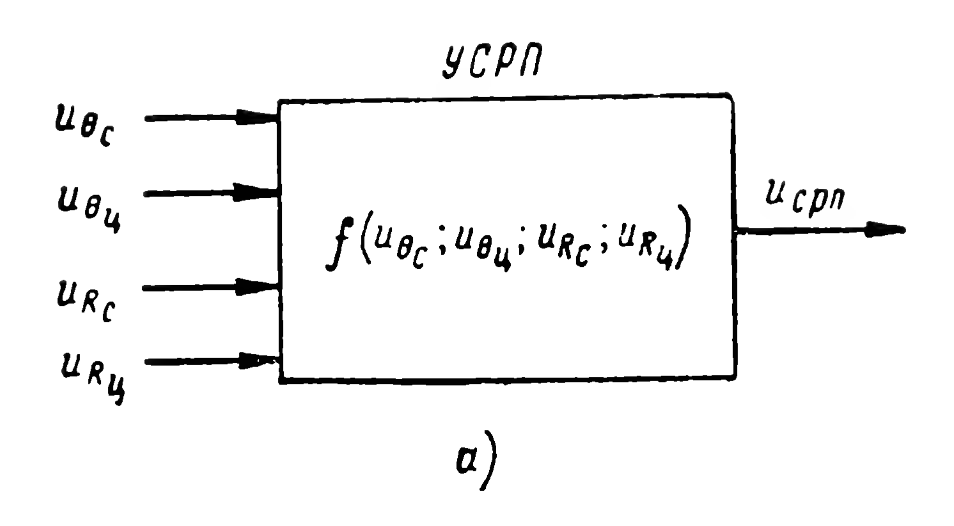
2. Принцип работы и структурная схема управляющего счетнорешающего прибора

На управляющий счетнорешающий прибор с радиовизиров поступают напряжения — аналоги данных о положении снаряда и цели в пространстве. При рассмотрении управления в вертикальной плоскости этими аналогами будут напряжения $u_{R_{\text{с}}}$, $u_{\theta_{\text{с}}}$ и $u_{R_{\text{ц}}}$, $u_{\theta_{\text{ц}}}$ (рис. 7.3,*а*). Выходное напряжение такого прибора представляет собой исходный сигнал для формирования команды тангажа. В соответствии с формулой (7.2.5) это напряжение должно иметь следующее значение:

$$u_{\text{срп}} = K_{\text{срп}} \frac{u_{r_{\text{ц}}}}{u_{v_{\text{с}}}} \frac{du_{\eta}}{dt}, \tag{7.2.7}$$

где $K_{\text{срп}}$ — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность времени.

Приборные аналоги расстояния снаряд—цель $u_{r_{\text{ц}}}$, скорости снаряда $u_{v_{\text{с}}}$ и угла линии снаряд—цель u_{η} непосредственно в управляющий счетнорешающий прибор не вводятся. Эти величины должны быть рассчитаны этим прибором по известным значениям $u_{R_{\text{с}}}$, $u_{\theta_{\text{с}}}$, $u_{R_{\text{ц}}}$ и $u_{\theta_{\text{ц}}}$.



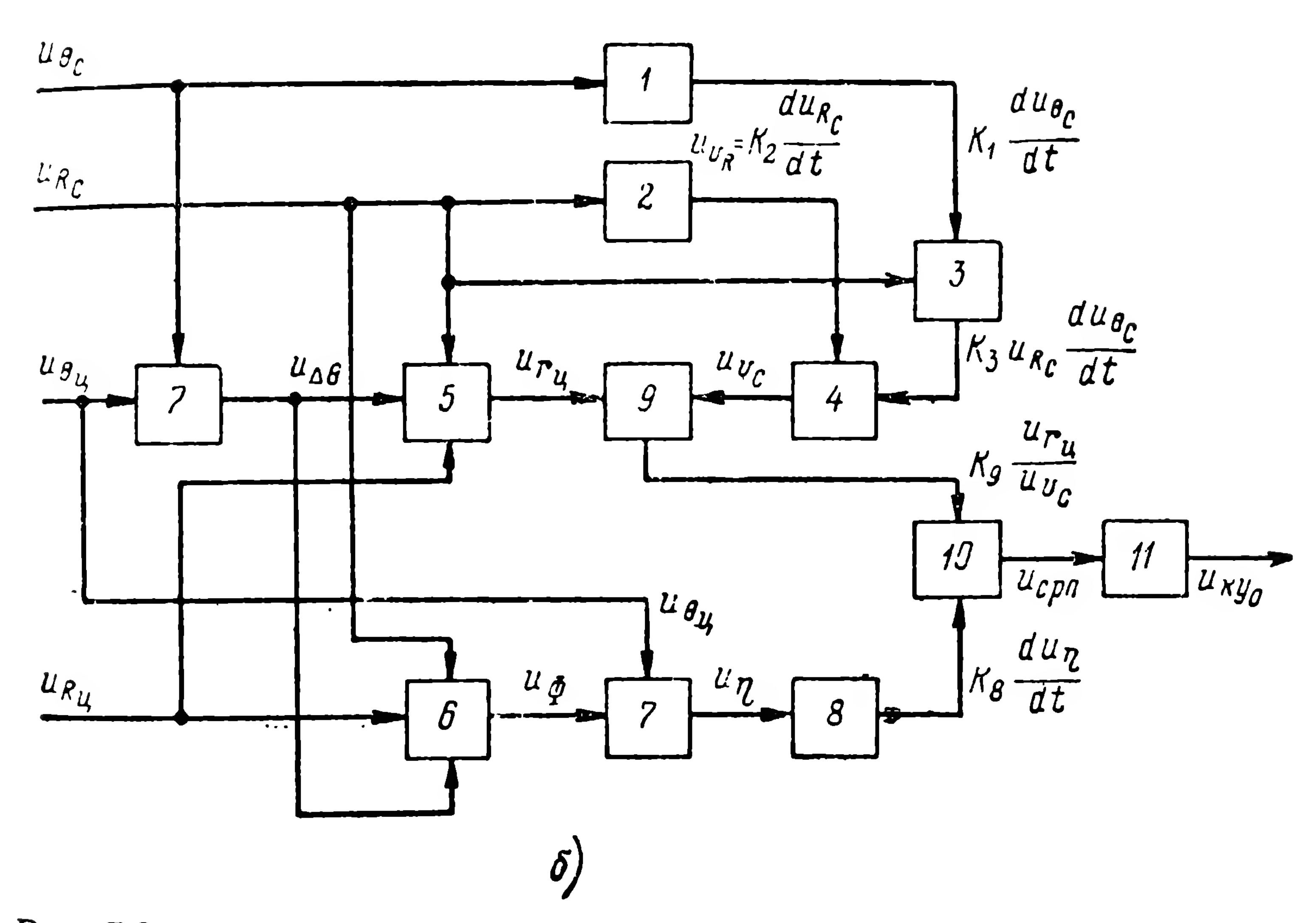


Рис. 7.3. Блок-схема управляющего счетнорешающего прибора (*а*), функциональная схема УСРП (*б*):

1, *2* — дифференцирующие звенья; *3* — множительное звено; *4* — звено, решающее прямоугольный треугольник скоростей; *5* — звено, дающее решение косоугольного треугольника *ОСЦ* относительно $r_ц$; *6* — звено, дающее решение этого треугольника относительно угла Ф; *7* — суммирующие (вычитающие) звенья; *8* — дифференцирующее звено; *9* — делительное звено; *10* — множительное звено; *11* — звено формирования сигнала команды.

Таким образом, управляющий счетнорешающий прибор должен фактически выполнять операцию вида

$$u_{срп} = f(u_{R_c};\ u_{\theta_c};\ u_{R_ц};\ u_{\theta_ц}). \qquad (7.2.8)$$

Связь, выраженная этим уравнением, в явном виде устанавливается из кинематических соотношений, которые можно найти с помощью рис. 7.2 и рис. 7.4.

Скорость полета снаряда определяется следующим образом (рис. 7.4):

$$v_{\text{c}} = \sqrt{v_{R_{\text{c}}}^2 + v_{\theta_{\text{c}}}^2},$$

где

$$v_{R_{\text{c}}} = \frac{dR_{\text{c}}}{dt},$$

$$v_{\theta_{\text{c}}} = R_{\text{c}} \frac{d\theta_{\text{c}}}{dt},$$

или в приборном отображении

$$u_{v_{\text{c}}} = \sqrt{\left(K_2 \frac{du_{R_{\text{c}}}}{dt}\right)^2 + \left(K_3 u_{R_{\text{c}}} \frac{du_{\theta_{\text{c}}}}{dt}\right)^2}, \qquad (7.2.9)$$

где K_2 и K_3 — коэффициенты пропорциональности (K_2 имеет размерность времени, а K_3 измеряется в *сек/в*).

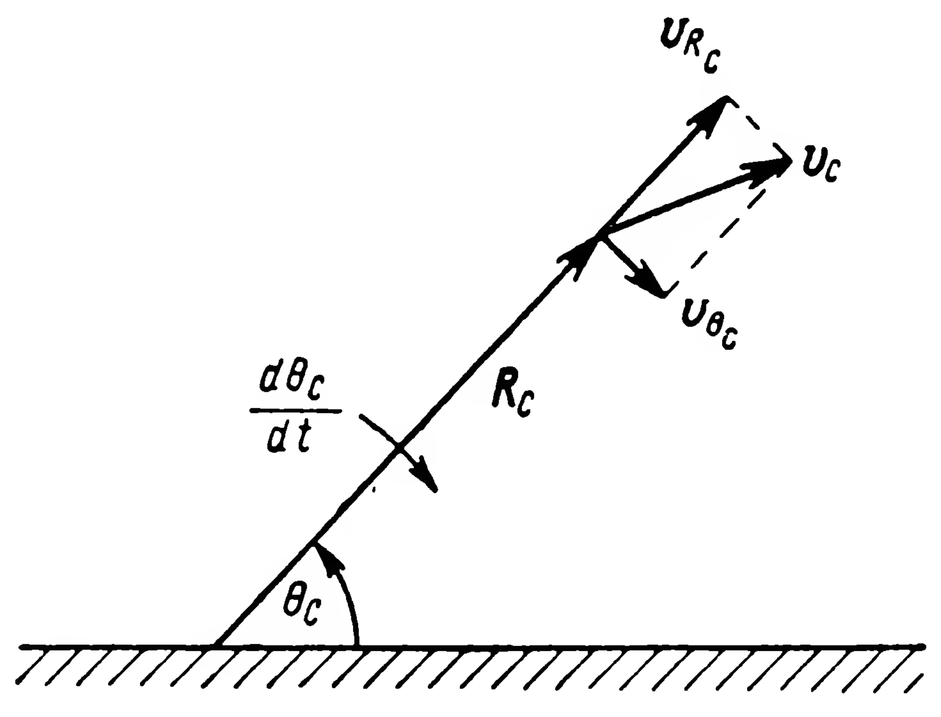


Рис. 7.4. Треугольник скоростей.

На рис. 7.3,*б* показана возможная блок-схема прибора. Нелинейная операция (7.2.9) выполняется в звене *4* управляющего счетнорешающего прибора. С выхода этого звена снимается приборный аналог скорости снаряда $u_{v_{\text{c}}}$.

Расстояние $r_{\text{ц}}$ при известных дальностях R_{c} и $R_{\text{ц}}$, а также известном угле $\Delta\theta = \theta_{\text{c}} - \theta_{\text{ц}}$ находится решением косоугольного треугольника *ОСЦ* (рис. 7.2)

$$r_{\text{ц}} = \sqrt{R_{\text{c}}^2 + R_{\text{ц}}^2 - 2R_{\text{c}}R_{\text{ц}} \cos \Delta\theta}$$

или в приборном отображении

$$u_{r_ц}=\sqrt{u_{R_с}^2+u_{R_ц}^2-2u_{R_с}u_{R_ц}\cos\Delta\theta}\,. \qquad (7.2.10)$$

Эта нелинейная операция осуществляется в звене *5* (рис. 7.3,*б*), с выхода которого снимается приборный аналог расстояния снаряд—цель $u_{r_ц}$.

Угол η_r находится следующим образом (рис. 7.2):

$$\eta_r=\theta_ц+\Phi;$$

производная этого угла

$$\frac{d\eta_r}{dt}=\frac{d\theta_ц}{dt}+\frac{d\Phi}{dt} \qquad (7.2.11а)$$

или в приборном отображении

$$\frac{du_\eta}{dt}=\frac{du_{\theta_ц}}{dt}+\frac{du_\Phi}{dt}\,. \qquad (7.2.11б)$$

Значение угла Ф (рис. 7.2) может быть найдено также решением косоугольного треугольника *ОСЦ*. Это решение относительно напряжения u_Φ осуществляется в звене *6* (рис. 7.3,*б*).

Отношение расстояния $r_ц$ к скорости $v_с$ вычисляется в делительном звене *9* (рис. 7.3,*б*), на выходе которого имеем приборный аналог этого отношения, т. е. величину

$$K_9\frac{u_{r_ц}}{u_{v_с}},$$

где K_9 — коэффициент пропорциональности.

Наконец, в множительном звене *10* определяется произведение

$$\left(\frac{u_{r_ц}}{u_{v_с}}\right)\cdot\left(K_{срп}\frac{du_\eta}{dt}\right),$$

и тем самым вырабатывается [в соответствии с формулой (7.2.7)] исходный сигнал $u_{срп}$ для формирования команды тангажа, пропорциональный ошибке упреждения $\Delta\beta_с$. При

необходимости этот сигнал с учетом динамики управления может дополнительно преобразовываться в целях формирования сигнала команды $u_{ку_0}$ (звено *11* рис. 7.3,*б*), а затем передаваться через линию радиотелеуправления на борт снаряда.

3. Структурная схема замкнутого контура управления. Линеаризация управляющего счетнорешающего прибора

Представим теперь систему радиотелеуправления, изображенную на рис. 7.1, в виде замкнутой системы автоматического регулирования, причем, для простоты, снова ограничимся рассмотрением процесса наведения в вертикальной плоскости. Структурная схема подобной системы приведена на рис. 7.5.

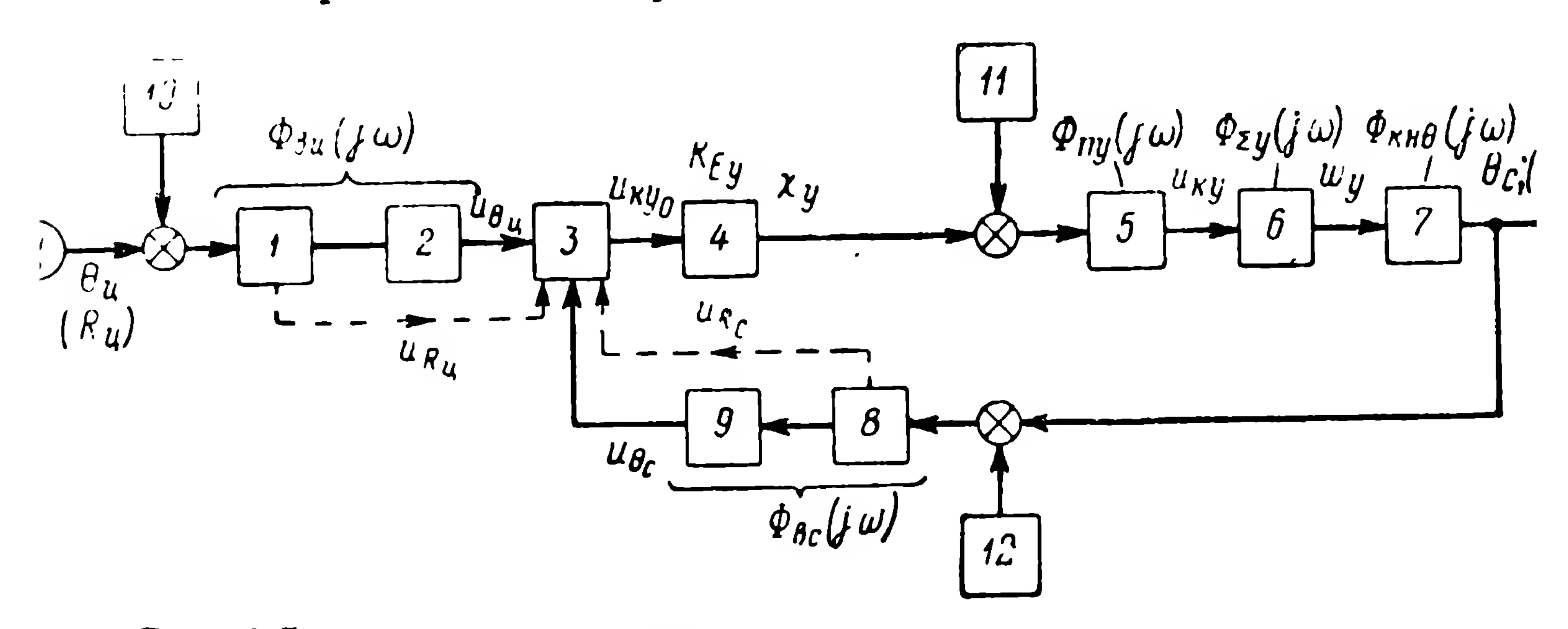


Рис. 7.5. Структурная схема контура регулирования системы радиотелеуправления:

1 — радиовизир цели; *2* — устройство съема данных с радиовизира цели; *3* — управляющий счетнорешающий прибор; *4* — передающий тракт канала радиотелеуправления; *5* — приемное устройство канала радиотелеуправления; *6* — управляемый снаряд (совместно с автоматом стабилизации и силовым приводом); *7* — кинематическое звено; *8* — радиовизир снаряда; *9* — устройство съема данных с радиовизира снаряда; *10* — помеха, действующая на вход приемника радиовизира цели; *11* — помеха, действующая на вход приемника линии радиотелеуправления; *12* — помеха, действующая на вход приемника радиовизира снаряда *Ц* — цель.

Звенья с частотными характеристиками $\Phi_{\Sigma y}(j\omega)$ и $\Phi_{кн_\theta}(j\omega)$ представляют собой соответственно управляемый снаряд (совместно с автоматом стабилизации и силовым приводом) и кинематическое звено.

Коэффициент передачи передающего тракта радиоканала управления *4* (рис. 7.5) обозначим через

$$K_{Ey} = \frac{\chi_y}{u_{ку_0}}, \qquad (7.2.12)$$

где $\chi_у$ — значение передаваемой команды тангажа, отображенное некоторым параметром излучаемого сигнала;

$u_{ку_0}$ — сигнал команды, поступающий с управляющего счетнорешающего прибора.

Частотная характеристика радиоприемного тракта

$$\Phi_{пу}(j\omega) = \frac{u_{ку}(j\omega)}{\chi_у(j\omega)}, \qquad (7.2.13)$$

где $u_{ку}$ — командный сигнал тангажа на выходе приемника.

Соответственно коэффициент передачи этого тракта по отношению к передаваемой (постоянной по величине) команде должен быть выражен следующим образом:

$$K_{пу} = \frac{u_{ку}}{\chi_у}. \qquad (7.2.14)$$

Наконец $\Phi_{вс}(j\omega)$ и $\Phi_{вц}(j\omega)$ — частотные характеристики радиовизиров снаряда и цели. На этом рисунке показаны также возможные точки приложения помех, действующих на радиозвенья системы управления.

Остановимся на вопросе о возможности линеаризации и «замораживания» коэффициентов уравнений управляющего счетнорешающего прибора (звено *3*, рис. 7.5). Покажем возможность подобной линеаризации и замораживания коэффициентов для такого взаимного расположения снаряда, цели и пункта управления, когда можно считать угол Ф и угол $\Delta\theta$ достаточно малыми (рис. 7.2).

В этом случае получим

$$\Phi \approx \frac{R_с}{r_ц}\Delta\theta, \qquad (7.2.15)$$

$$r_ц \approx R_ц - R_с. \qquad (7.2.16)$$

Из соотношения (7.2.11а), используя также выражение (7.2.15), имеем

$$\frac{d\eta_r}{dt} \approx \frac{d\theta_ц}{dt} + \frac{r_ц\left(R_с\frac{d\Delta\theta}{dt} + \Delta\theta\frac{dR_с}{dt}\right) - R_с\Delta\theta\frac{dr_ц}{dt}}{r_ц^2}. \qquad (7.2.17)$$

Из рис. 7.2 находим

$$\frac{dR_c}{dt} = v_c \cos(\beta_c - \eta_r + \theta_c) \approx v_c, \qquad (7.2.18)$$

а также скорость взаимного сближения снаряда и цели

$$v_r = -\frac{dr_ц}{dt} = v_c \cos \beta_c + v_ц \cos \xi_ц. \qquad (7.2.19)$$

Подставляя значения производных из выражений (7.2.18) и (7.2.19) в соотношение (7.2.17) и учитывая также, что $\Delta\theta = \theta_ц - \theta_c$, получаем

$$\frac{d\eta_r}{dt} \approx \frac{d\theta_ц}{dt} + \frac{R_c}{r_ц}\frac{d\theta_ц}{dt} - \frac{R_c}{r_ц}\frac{d\theta_c}{dt} + \frac{v_c}{r_ц}\theta_ц -$$

$$- \frac{v_c}{r_ц}\theta_c + \frac{R_c}{r_ц^2} v_r \theta_ц - \frac{R_c}{r_ц^2} v_r \theta_c. \qquad (7.2.20)$$

Ошибка упреждения, в соответствии с формулами (7.2.5), (7.2.16) и (7.2.20), теперь может быть выражена следующим образом:

$$\Delta\beta_c \approx \frac{1}{v_c} R_ц \frac{d\theta_ц}{dt} - \frac{R_c}{v_c}\frac{d\theta_c}{dt} + \theta_ц\left(1 + \frac{R_c}{r_ц}\frac{v_r}{v_c}\right) -$$

$$- \theta_c\left(1 + \frac{R_c}{r_ц}\frac{v_r}{v_c}\right). \qquad (7.2.21)$$

Если коэффициенты $\frac{R_ц}{v_c}$; $\frac{R_c}{r_ц}$; $\frac{R_c}{v_c}$ и $\frac{v_r}{v_c}$ считать постоянными, то последнее выражение при переходе к изображениям переписывается следующим образом:

$$\Delta\beta_c(p) \approx \left[1 + \frac{R_c}{r_ц}\frac{v_r}{v_c} + \frac{R_ц}{v_c} p\right]\theta_ц(p) -$$

$$- \left[\frac{R_c}{r_ц}\frac{v_r}{v_c} + 1 + \frac{R_c}{v_c} p\right]\theta_c(p). \qquad (7.2.22)$$

Полученное выражение нельзя применить для оценки поведения системы вблизи точки встречи с целью, так как

при этом $r_ц \to 0$. Однако оно вполне пригодно, при отмеченных выше допущениях, для исследования второго и третьего этапов наведения. При этом ошибка упреждения $\Delta\beta_с$ представляется как линейная функция двух переменных величин $\theta_с$ и $\theta_ц$, что позволяет существенно упростить анализ контура управления.

Переходя к изображениям приборных аналогов и вводя понятие передаточных функций управляющего счетноре-

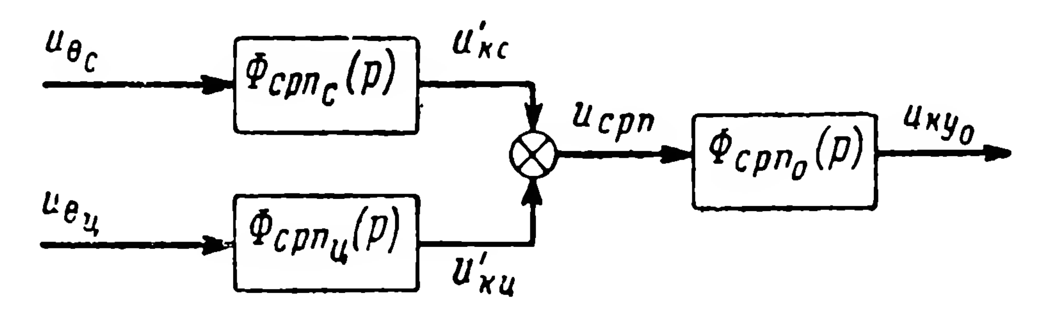


Рис. 7.6. Структурная схема линеаризованного управляющего счетнорешающего прибора.

шающего прибора по каналу угла места цели $\Phi_{срп_ц}$ и по каналу угла места снаряда $\Phi_{срп_с}(p)$, получаем

$$\Phi_{срп_ц}(p)=\frac{u'_{к_ц}(p)}{u_{\theta_ц}(p)}\approx\left[1+\frac{u_{R_с}}{u_{r_ц}}\frac{u_{v_r}}{u_{v_с}}+\frac{u_{R_ц}}{u_{v_с}}p\right], \qquad (7.2.23а)$$

$$\Phi_{срп_с}(p)=\frac{u'_{к_с}(p)}{u_{\theta_с}(p)}\approx\left[\frac{u_{R_с}}{u_{r_ц}}\frac{u_{v_r}}{u_{v_с}}+1+\frac{u_{R_с}}{u_{v_с}}p\right]. \qquad (7.2.23б)$$

Таким образом, для принятых условий взаимного расположения снаряда, цели и пункта управления управляющий счетнорешающий прибор можно представить в виде комбинации линейных звеньев, изображенных на рис. 7.6. Командный сигнал тангажа здесь формируется в соответствии с выражением

$$u_{ку_0}(p)=[u'_{к_ц}(p)-u'_{к_с}(p)]\,\Phi_{срп_0}(p). \qquad (7.2.24)$$

Уравнение (7.2.8) для рассматриваемого случая представляется в следующем виде:

$$u_{срп}(p)=\Phi_{срп_ц}(p)\,u_{\theta_ц}(p)-\Phi_{срп_с}(p)\,u_{\theta_с}(p). \qquad (7.2.25)$$

7.3. СИСТЕМА РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ ПРИ НАВЕДЕНИИ МЕТОДОМ СОВМЕЩЕНИЯ

1. Наведение на подвижную цель

В качестве примера рассмотрим систему радиотелеуправления зенитной ракетой, для случая когда наведение осуществляется методом совмещения [9, 12, 28, 51]. Функциональная схема такой системы при раздельном визировании снаряда и цели приведена на рис. 7.7.

В соответствии с выбранным методом наведения снаряд (УС) в процессе наведения должен удерживаться на линии, соединяющей радиовизир снаряда (РВС) с целью (*Ц*). При нахождении снаряда на этой линии угол $\Delta=0$. Поэтому пункт управления здесь следует считать совмещенным с РВС. Управление осуществляется с помощью управляющего счетнорешающего прибора (УСРП).

Будем считать, что в рассматриваемой системе радиотелеуправления сигналы команд по тангажу и по курсу $u_{\text{к}y_0}$ и $u_{\text{к}\,z_0}$ формируются в этом УСРП на основе использования равенств (2.1.11), которые для рассматриваемого случая преобразуются к следующему виду:

$$u_{\text{к}y_0}=K_{y\theta}(u_{\theta_\text{с}}-u_{\theta_\text{ц}}), \tag{7.3.1а}$$

$$u_{\text{к}\,z_0}=K_{y\psi}(u_{\psi_{\text{а}з}}-u_{\psi_{\text{ц}a}}), \tag{7.3.1б}$$

где $u_{\theta_\text{ц}}$ и $u_{\psi_{\text{ц}\,a}}$—приборные аналоги угла места и азимута цели $\theta_\text{ц}$ и $\psi_{\text{ц}\,a}$, получаемые с радиовизира цели (РВЦ) и пересчитанные в точку расположения РВС (в измерительную систему координат $O_\text{с}$; $x_\text{ис}$; $y_\text{ис}$; $z_\text{ис}$) с помощью счетнорешающего прибора СРП-П, устраняющего параллакс;

$u_{\theta_\text{с}}$ и $u_{\psi_{\text{а}з}}$ — приборные аналоги угла места и азимута управляемого снаряда, получаемые с радиовизира снаряда;

$K_{y\theta}$ и $K_{y\psi}$ — коэффициенты передачи управляющего счетнорешающего прибора, соответственно по тракту команды тангажа и по тракту команды курса.

При сопоставлении равенств (7.3.1) с равенствами (2.1.11) следует положить

$$K_{y\theta}=\overline{R}_\text{с}L'_y\frac{1}{K_{\text{в}\theta}},$$

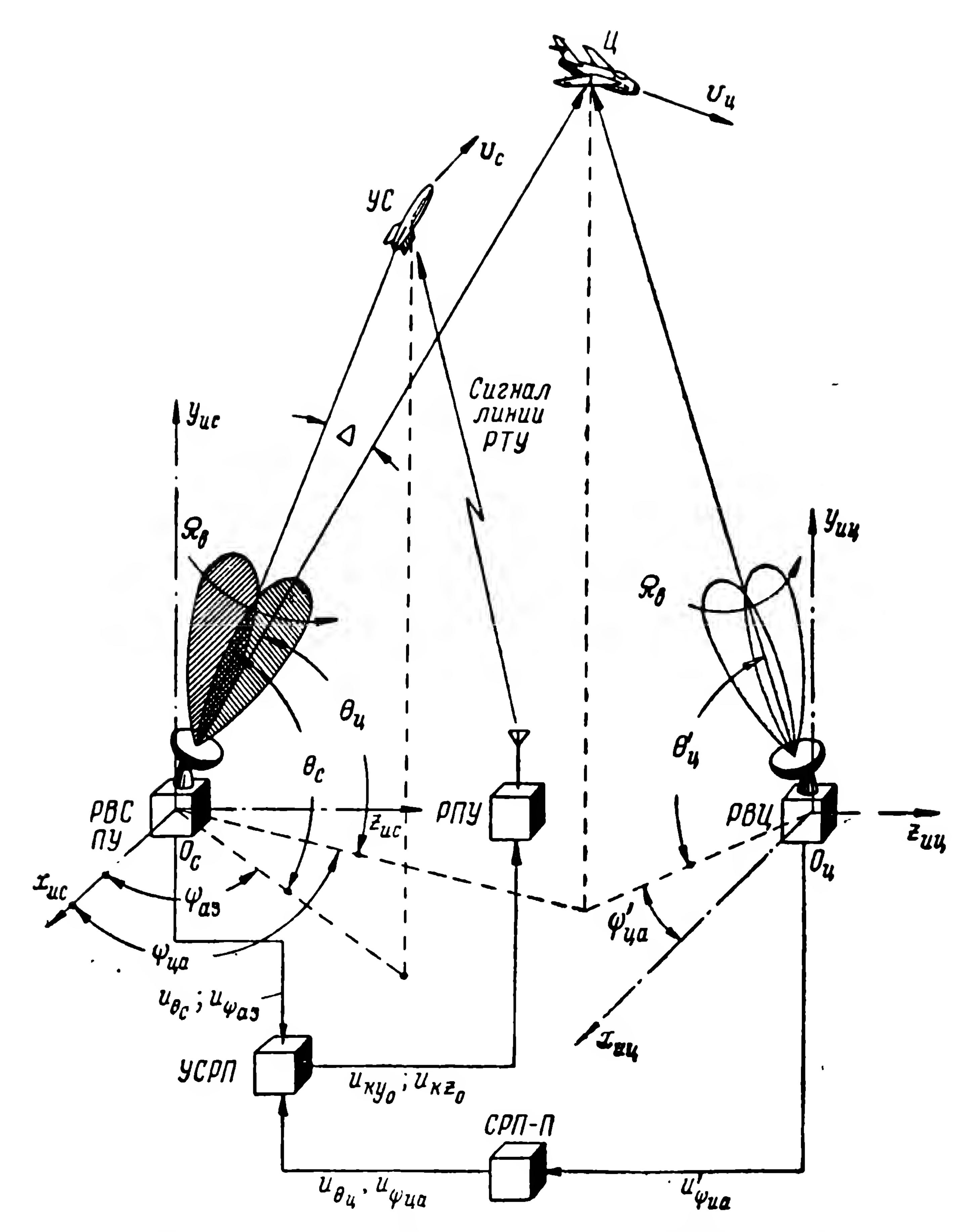


Рис. 7.7. Функциональная схема системы радиотелеуправления при наведении методом совмещения и раздельном визировании снаряда и цели:

РВС — радиовизир снаряда; ПУ — пункт управления; РВЦ — радиовизир цели; РПУ — радиопередающее устройство линии радиотелеуправления; УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; СРП-П — счетнорешающий прибор параллакса; *Ц* — цель; УС — управляемый снаряд.

$$K_{у\psi} = \overline{R}_c L'_z \frac{1}{K_{в\psi}},$$

где $K_{в\theta}$ и $K_{в\psi}$ — коэффициенты передачи радиовизиров снаряда и цели соответственно по углу места и по азимуту

(значения этих коэффициентов для обоих радиовизиров считаются одинаковыми).

Сигналы команд со счетнорешающего прибора поступают в радиопередающее устройство (РПУ) линии радиотелеуправления. По этой радиолинии с пункта управления на управляемый снаряд, как и в предыдущем примере, передаются команда курса и команда тангажа. С помощью этих команд снаряд и удерживается на линии, соединяющей пункт управления с целью.

На рис. 7.8 показан вариант выполнения системы радиотелеуправления при совмещенном визировании снаряда и цели. Совмещенное визирование осуществляется с помощью одной радиолокационной станции (РВ), которая работает в режиме автоматического слежения за целью. Если угол Δ между направлениями на снаряд и на цель не очень велик по сравнению с половиной угла зрения радиовизира * $\psi_{\text{АН}}$, то с помощью этого радиовизира одновременно могут быть получены и сигналы, определяющие положение снаряда в системе координат O, $x_{\text{в}}$, $y_{\text{в}}$, $z_{\text{в}}$, связанной с антенной радиовизира.

Сигналы снаряда и цели в приемном устройстве радиовизира должны быть разделены. Для этого ответный сигнал снаряда может быть специально закодирован. Выделенный в приемном устройстве сигнал цели используется для управления системой углового сопровождения радиовизира. Сигнал снаряда, содержащий информацию об угловом положении снаряда Δ относительно оси $x_{\text{в}}$, поступает на управляющий счетнорешающий прибор.

Если для автоматического слежения радиовизира (РВ) за целью используется антенна с диаграммой направленности, вращающейся с частотой $\Omega_{\text{ск}}$, то на вход счетнорешающего прибора (УСРП) будет подано напряжение сигнала ошибки, определяющее положение снаряда

$$u_{\Delta} = K_{\Delta} \Delta \cos (\Omega_{\text{ск}} t + \eta_{\text{с}}), \qquad (7.3.2)$$

где K_{Δ} — коэффициент передачи радиовизира по тракту визирования снаряда.

* Углом зрения радиовизира $2\psi_{\text{АН}}$ называется угол между крайними положениями максимумов диаграммы направленности антенны.

Уравнение (7.3.2) задает сигнал ошибки в полярных координатах (Δ; η_c). Если снаряд имеет декартовое рулевое управление, то управляющий счетнорешающий

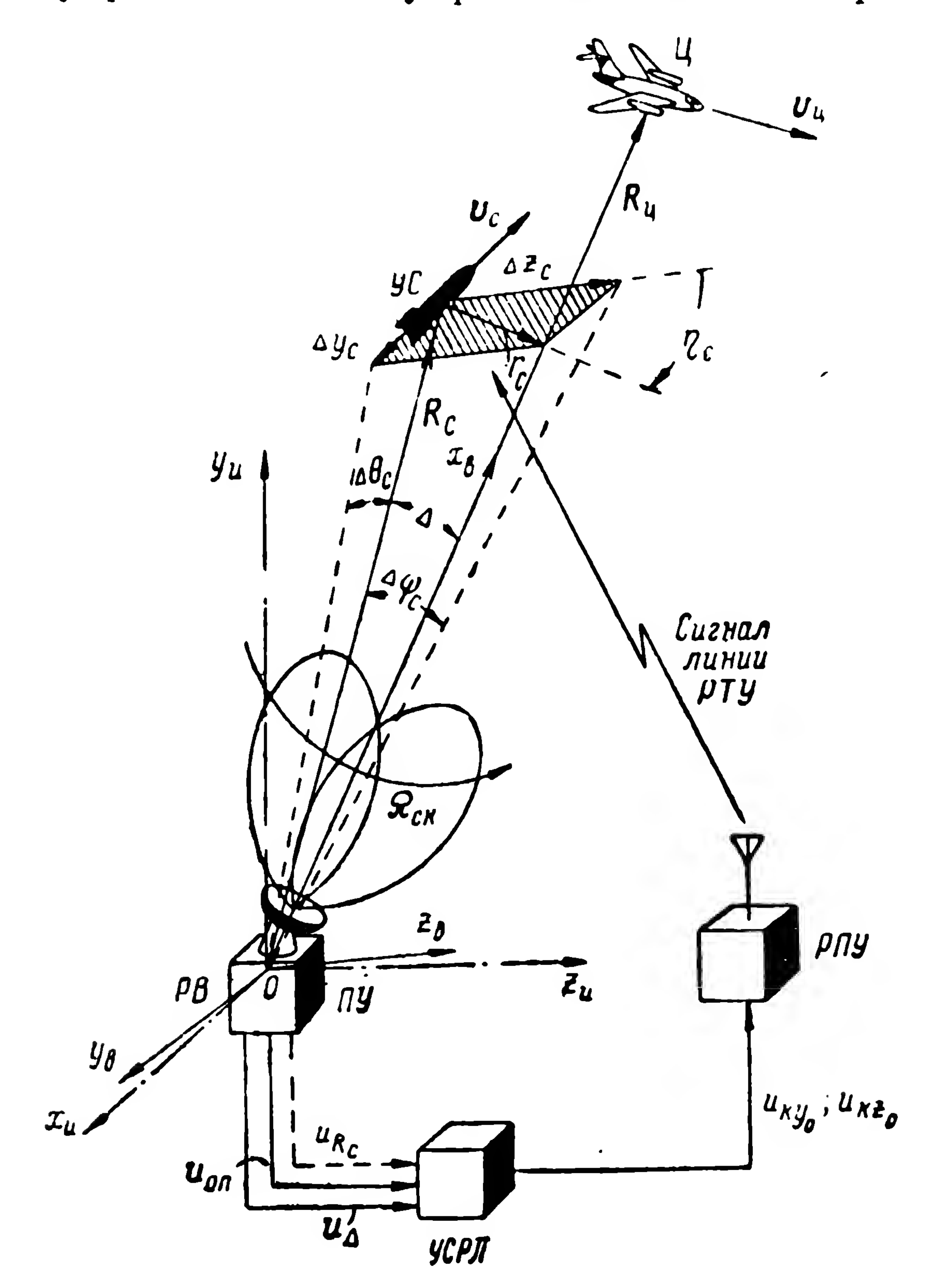


Рис. 7.8. Функциональная схема системы радиотелеуправления при наведении методом совмещения и совместном визировании снаряда и цели:

РВ — объединенный радиовизир снаряда и цели; РПУ — передающее устройство линии радиотелеуправления; УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; *Ц* — цель; УС — управляемый снаряд.

прибор должен обеспечить преобразование координат в соответствии с уравнениями

$$u_{к\,y_0} = K_{\Delta y}\Delta \sin \eta_c, \tag{7.3.3а}$$

$$u_{к\,z_0} = K_{\Delta z}\Delta \cos \eta_c, \tag{7.3.3б}$$

$K_{\Delta y}$; $K_{\Delta z}$ — коэффициенты передачи счетнорешающего прибора по тракту команды курса и тангажа соответственно.

Для обеспечения этого преобразования в УСРП должно быть также введено опорное напряжение

$$u_{\text{оп}} = U_{\text{оп}} \cos \Omega_{\text{ск}} t.$$

Равенства (7.3.3) эквивалентны равенствам (2.1.11). При сопоставлении этих равенств следует положить

$$\Delta \sin \eta_{\text{с}} = \Delta\theta_{\text{с}}, \quad \Delta \cos \eta_{\text{с}} = \Delta\psi_{\text{с}},$$

$$K_{\Delta y} = \overline{R}_{\text{с}} L'_y, \; K_{\Delta z} = \overline{R}_{\text{с}} L'_z .$$

Для получения более высокого качества управления может оказаться целесообразным формировать управляющие сигналы, пропорциональные линейному отклонению $r_{\text{с}}$, а не угловому Δ (§ 2.1, п. 3). Для этого необходимо, чтобы коэффициенты передачи $K_{\Delta y}$ и $K_{\Delta z}$ изменялись во времени при изменении дальности до управляемого снаряда $R_{\text{с}}$ в соответствии с следующими условиями:

$$K_{\Delta y}(t) = K_y R_{\text{с}}(t), \tag{7.3.4а}$$

$$K_{\Delta z}(t) = K_z R_{\text{с}}(t), \tag{7.3.4б}$$

где K_y, K_z — постоянные коэффициенты.

Значение дальности до управляемого снаряда $R_{\text{с}}$ может быть получено с того же радиовизира (РВ) и введено в счетнорешающий прибор в виде приборного аналога-напряжения $u_{R_{\text{с}}}$. При выполнении условий (7.3.4) управляющий счетнорешающий прибор будет формировать сигналы команд в соответствии с равенствами

$$u_{ky_0} = K_y \Delta y_{\text{с}}, \tag{7.3.5а}$$

$$u_{kz_0} = K_z \Delta z_{\text{с}}, \tag{7.3.5б}$$

где $\Delta y_{\text{с}}$, $\Delta z_{\text{с}}$ — линейные отклонения снаряда от линии пункт управления — цель.

Действительно, учитывая, что соотношения (7.3.3) можно переписать в виде

$$u_{ky_0} = K_{\Delta y} \Delta\theta_c,$$

$$u_{kz_0} = K_{\Delta z} \Delta\psi_c,$$

и принимая во внимание, что $\Delta y_c \approx \Delta\theta_c R_c$; $\Delta z_c \approx \Delta\psi_c R_c$, имеем

$$u_{ky_0} \approx K_{\Delta y} \frac{\Delta y_c}{R_c},$$

$$u_{kz_0} \approx K_{\Delta z} \frac{\Delta z_c}{R_c}.$$

Подставляя сюда значения $K_{\Delta y}$ и $K_{\Delta z}$ из условий (7.3.4), получаем равенства (7.3.5).

Оба рассмотренных варианта системы радиоуправления представляют собой системы автоматического регулирования, структурные схемы которых могут быть приведены к виду, показанному на рис. 7.5. В данном случае счетнорешающий прибор *3* выполняет линейные операции, и соответственно контур управления может считаться линейным.

2. Наведение на неподвижную цель

Рассмотрим наиболее простую тактическую задачу: наведение снаряда в горизонтальной плоскости (управление по курсу) с помощью системы радиотелеуправления при неподвижных пунктах управления и цели. Общая характеристика подобной задачи была изложена в § 3.1.

Функциональная схема системы радиотелеуправления, позволяющей решить задачу, приведена на рис. 7.9. Эта схема для простоты составлена без учета системы измерения дальности, которая может быть нужна для определения момента достижения цели. Равносигнальную зону радиовизира снаряда (*РВС*) совмещают с направлением на цель. При отклонении управляемого снаряда на угол ψ_c на выходе радиовизира вырабатывается сигнал команды u_{kz_0}. Этот сигнал поступает на радиопередающее устройство *4*, где формируется соответ-

ствующая команда $\chi_к \equiv \chi_z$, передаваемая затем на снаряд.

На рис. 7.10 приведена структурная схема замкнутого контура регулирования системы радиотелеуправления, изо-

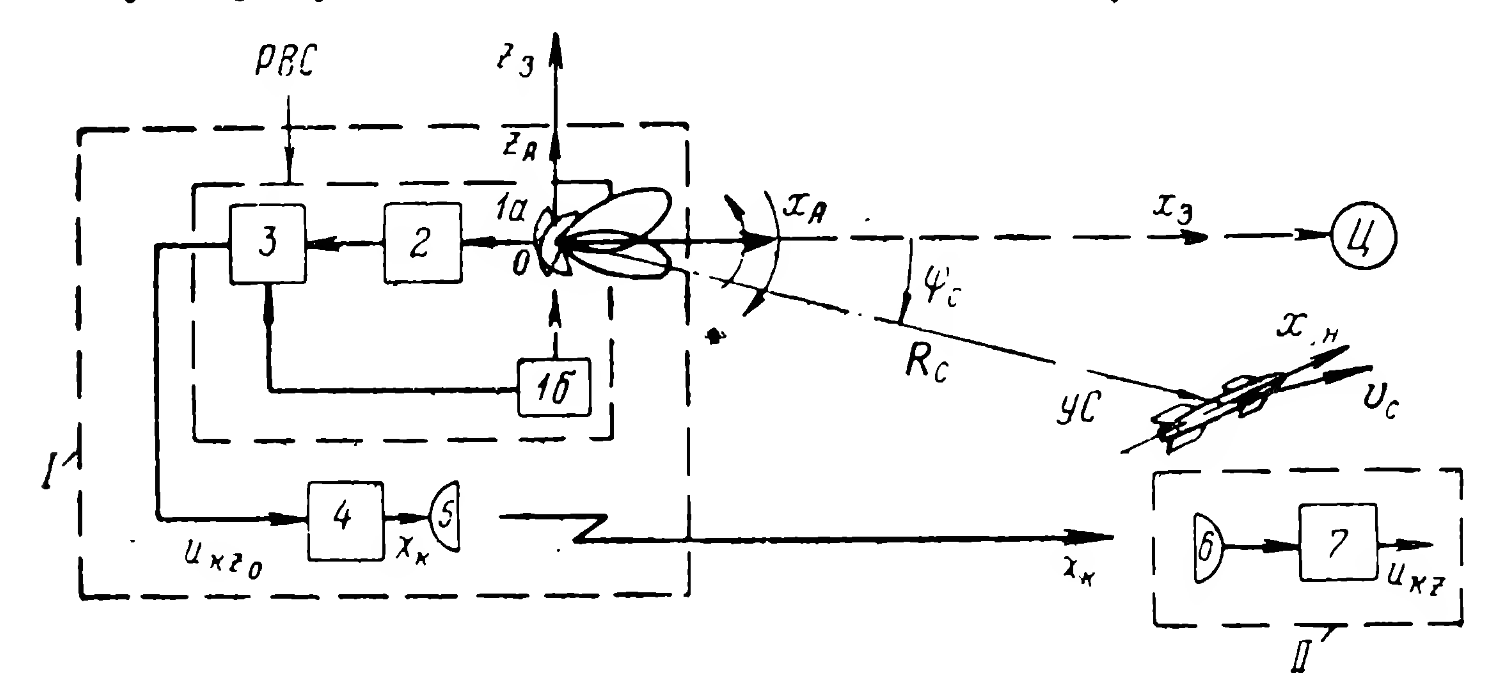


Рис. 7.9. Функциональная схема системы радиотелеуправления при наведении на неподвижную цель:

I — наземная аппаратура системы радиотелеуправления; *II* — бортовая радиоаппаратура снаряда; *1а* — антенна радиовизира снаряда; *1б* — механизм качания диаграммы направленности антенны; *2* — аппаратура радиовизира; *3* — фазовый детектор; *4* — передающий тракт линии радиотелеуправления; *5* — передающая антенна; *6* — приемная антенна; *7* — приемное устройство линии радиотелеуправления; *Ц* — цель; УС — управляемый снаряд; РВС — радиовизир снаряда.

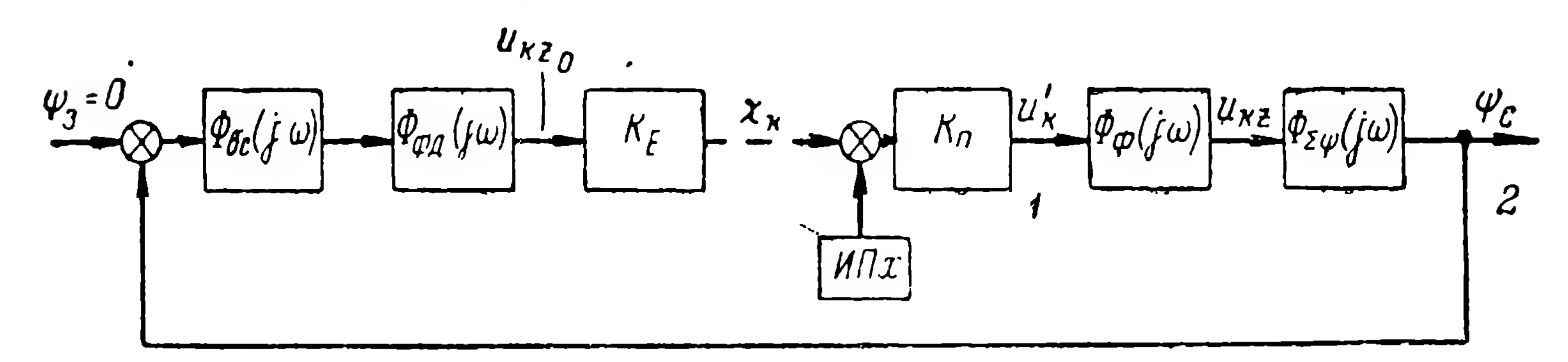


Рис. 7.10. Структурная схема замкнутого контура регулирования системы радиотелеуправления при наведении на неподвижную цель.

браженной на рис. 7.9. Схема рис. 7.10 является частным случаем схемы рис. 7.5. Заданный угол визирования снаряда здесь $\varphi_з = 0$. Роль управляющего счетнорешающего прибора в схеме на рис. 7.10 выполняет, по существу, фазовый детектор, имеющий частотную характеристику $\Phi_{фд}(j\omega)$ и входящий в состав радиовизира снаряда. Частотная характеристика остальной части этого радиовизира $\Phi_{вс}(j\omega)$. Управляемый снаряд вместе с кинематическим звеном объединены в общее звено с частотной характеристикой $\Phi_{\Sigma\varphi}(j\omega)$.

Бортовое радиоприемное устройство разделено на безынерционную часть с коэффициентом передачи $K_п$ и выходной. фильтр с частотной характеристикой $\Phi_ф(j\omega)$.

На рис. 7.10 показан источник радиопомех *ИПх* (собственных шумов или внешних помех), который условно подключен ко входу радиоприемного устройства линии радиотелеуправления.

7.4. РАДИОЛИНИИ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

1. Общий обзор

В данной главе рассматриваются линии радиотелеуправления, которые описаны в литературе, как линии управления снарядами [12, 13, 24, 26, 28], а также различные линии связного типа, которые в принципе могут быть применены для этой цели. К таким радиолиниям следует отнести радиолинии передачи данных при ретрансляции радиолокационных изображений [24, 26] радиотелеграфные линии, в которых используется двоичный код Бодо [17, 31], радиотелеметрические и радиорелейные линии с кодово-импульсной модуляцией [16, 17, 18]. Мы исследуем радиолинию управления с методом модуляции ШИМ-ЧМн-АМ [13]. Затем рассмотрим радиолинию с временной импульсной модуляцией, в которой для защиты от помех используются импульсно-временные кодовые группы (ИВК) [24, 26]. Будем условно обозначать такой метод модуляции ВИМ(ИВК)-АМ. Кроме того будут рассмотрены радиолинии с кодовым методом модуляции при непрерывном излучении сигнала (КЧМ-АМ) и при импульсном излучении (КИМ-АМ).

2. Два основных метода передачи команд. Фиксированные и плавные команды

Для передачи команд радиотелеуправления используются два основных метода: фиксированных команд и плавных команд.

а) Метод фиксированных команд.

Обычно этот метод сочетается с кодовыми методами модуляции.

В данном случае можно передать ограниченное количество определенных дискретных значений команды.

Так, например, если сигнал команды передается двоичным кодом, то, как уже отмечалось в гл. 5, число возможных значений команды $N_к$ определяется формулой

$$N_к = 2^{n_{кд}},$$

где $n_{кд}$ — количество разрядов используемого двоичного кода.

На рис. 7.11 представлен возможный график зависимости командного сигнала $u_к$ на выходе линии радиотелеуправления от значения команды $\chi_к$, задаваемой датчиком команд или управляющим счетнорешающим прибором. Этот график соответствует случаю использования двоичного рабочего кода на два разряда ($n_{кд}=2$). Команды на входе радиолинии $\chi_к$ на этом графике пронумерованы от 0 до +3. Если в радиолинии дополнительно передавать стартовые команды, то каждая командная посылка (кроме нулевой) может быть использована дважды: для передачи положительной команды и для передачи отрицательной команды той же величины.

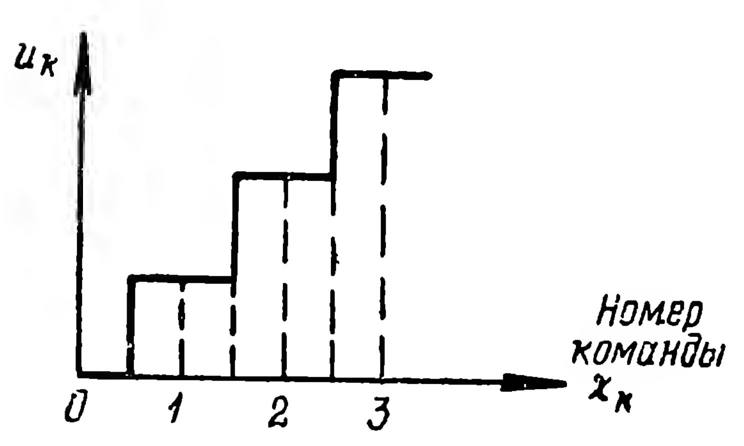


Рис. 7.11. Характеристика радиозвена при методе фиксированных команд.

Минимально необходимое количество отдельных фиксированных значений команды определяется характеристиками всей системы радиоуправления. Максимальное количество фиксированных значений команды (градаций), которое целесообразно использовать, зависит от параметров сигнала и радиоприемного тракта, определяющих способность этого тракта различать два соседних значения команды.

б) Метод плавных команд.

При этом методе команда может плавно изменяться в определенных пределах. Крайние значения плавной команды обычно специально ограничиваются. Внутри пределов ограничения команда может рассматриваться как непрерывная величина.

Для передачи плавной команды могут использоваться изменения амплитуды, частоты или фазы электрических колебаний или изменения соответствующих пара-

метров импульсов. Передачу плавной команды можно осуществлять на основе так называемого **метода временных интервалов**, как например, в случае уже рассмотренных в гл. 5 методов модуляции ШИМ-ЧМн-АМ, ВИМ-АМ и др.

На рис. 7.12 показана временная диаграмма сигнала при передаче плавных команд методом модуляции

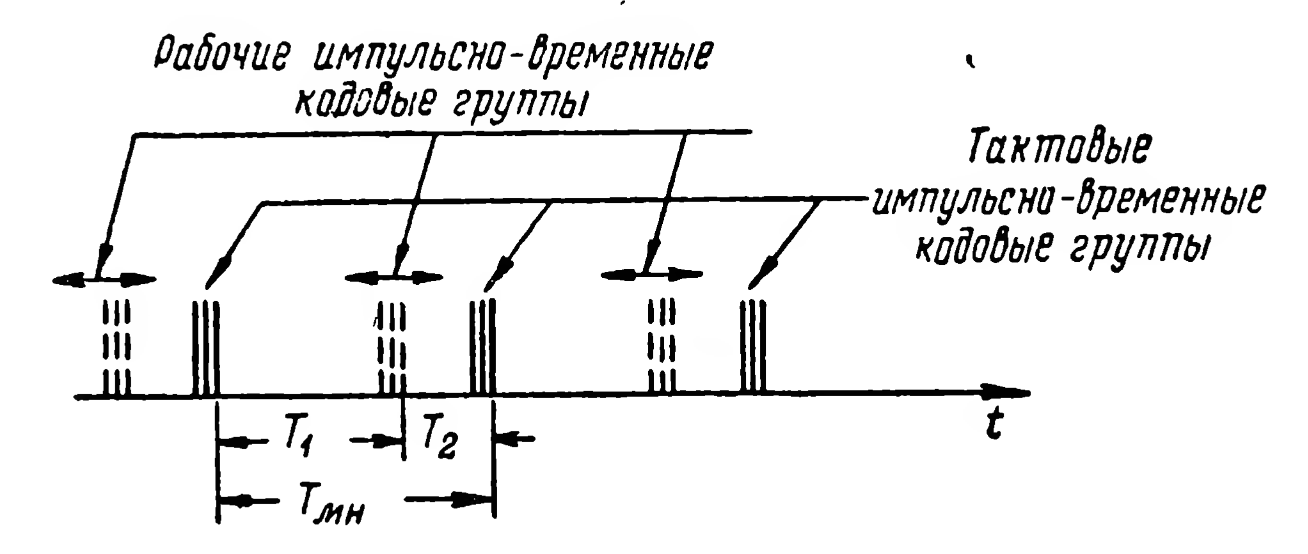


Рис. 7.12. Временная диаграмма сигнала в линии радиотелеуправления ВИМ (ИВК)-АМ.

ВИМ(ИВК)-АМ. Здесь временные интервалы T_1 и T_2 будут соответственно представлять собой интервалы между тактовой импульсно-временной и рабочей импульсно-временной кодовыми группами.

При методе временных интервалов величина командного сигнала $u_{к}$ может принимать любое значение в пределах от 0 до $\pm u_{к\,макс}$ (рис. 7.13).

Значение сигнала команды $\chi_к$ на входе канала радиотелеуправления связано с соотношением временных интервалов выражением (1.4.5)

$$\chi_к = \frac{T_1 - T_2}{T_{мн}}.$$

Метод временных интервалов отвечает основным требованиям к методам передачи команд радиотелеуправления. Здесь обеспечивается передача команд, постоянных по величине, с достаточно высокой стабильностью.

В общем случае, как было показано в гл. 1, командный сигнал на выходе радиолинии управления должен быть задан или в виде временных интервалов, или в виде постоянного тока. В последнем случае на выходе радио-

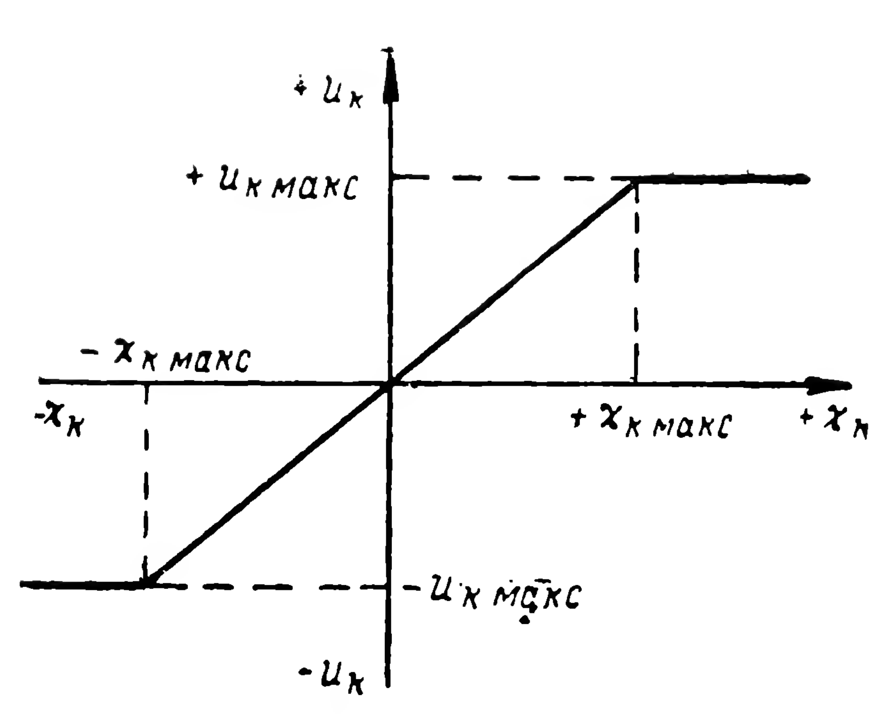


Рис. 7.13 Характеристика радиозвена при методе плавных команд.

приемного устройства следует включить демодулятор временных интервалов (преобразователь временных интервалов в постоянный ток), который уже кратко был описан в гл. 1 (рис. 1.28).

3. Блок-схема линии радиотелеуправления

Типичная линия радиотелеуправления — это двухканальная радиолиния [передаются команды курса (крена)и тангажа]. Блок-схема такой линии приведена на рис. 7.14.

Сигналы команд χ_I и χ_{II} вырабатываются в управляющем счетнорешающем приборе *1* и в виде механических перемещений или электрических напряжений по-

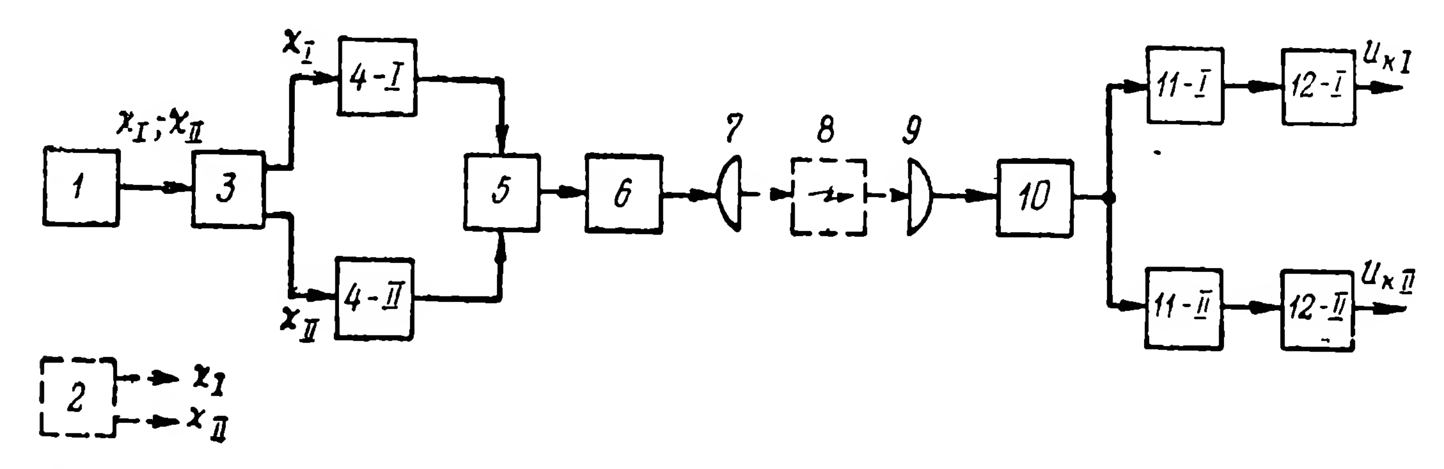


Рис. 7.14. Блок-схема двухканальной линии радиотелеуправления:
1 — управляющий счетнорешающий прибор; *2* — оператор и датчик команд; *3* — преобразователь; *4-I* и *4-II* — шифраторы первого и второго каналов; *5* — суммирующее устройство; *6* — передатчик; *7* — передающая антенна; *8* — трасса радиоканала; *9* — приемная антенна; *10* — приемник; *11-I* и *11-II* — дешифраторы первого и второго каналов; *12-I* и *12-II* — демодуляторы первой и второй команд.

даются на преобразователь *3*, где преобразуются в форму, удобную для передачи по радиоканалу. Так, например, если используется метод временных интервалов, то осуществляется преобразование: напряжение (угол поворота вала) — временной интервал. На выходе преобразователя при этом будут, например, импульсы, длительность которых пропорциональна сигналу команды. При передаче фиксированных команд в блоке *3* осу-

ществляется преобразование аналог-цифра, и на его выходе получаются комбинации импульсов или частот, выражающих сигнал команды в виде двоичного кода. Заметим, что если УСРП выполняется в виде машины дискретного счета, то его выход может непосредственно сопрягаться с радиолинией фиксированных команд без преобразователя.

В линиях ручного управления вместо УСРП работает оператор. В этом случае роль преобразователя выполняет датчик команд. Входной величиной датчика команд всегда будет механическое перемещение (поворот рукоятки).

После преобразователя сигналы обоих каналов поступают на шифраторы *4-I* и *4-II*. Шифрация в радиолиниях управления может использоваться для разделения каналов и для увеличения помехоустойчивости. В шифраторе отдельные элементы сигнала приобретают более сложную структуру, различную для разных каналов. Дешифраторы в каналах приемного устройства *11-I* и *11-II* пропускают только зашифрованные соответствующим образом сигналы. Это уменьшает действие помех на устройства управления во время пауз.

Демодуляторы приемного устройства *12-I* и *12-II* выполняют функции, обратные преобразователю *3*. На их выходе получаются командные сигналы $u_{кI}$ и $u_{кII}$, которые поступают в автопилот.

7.5. ЛИНИИ РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ ШИМ-ЧМн-АМ

1. Блок-схема и принцип действия радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ [13]

Возможный вариант блок-схемы радиопередающего тракта линии радиотелеуправления ШИМ-ЧМн-АМ дан на рис. 7.15. Эта схема соответствует случаю, когда частотно-модулированный сигнал создается методом двух генераторов (§ 5.3). В случае ручного управления используется ручной датчик команд *4*. В случае автоматического управления сигнал команды на вход радиолинии поступает через преобразователь *6* с управляющего счетнорешающего устройства.

В схеме, изображенной на рис. 7.15, предполагается, что используется принцип декартового рулевого управ-

ления. Поэтому на входе первого канала сигнал команды обозначен через χ_y, а на входе второго — через χ_z. Импульсы напряжения с преобразователя *6*, следующие с частотой $F_{\text{мн}}$, управляют переключением поляризованных реле *3-I-3* и *3-II-3*, на контакты которых поданы напряжения звуковых частот от генераторов

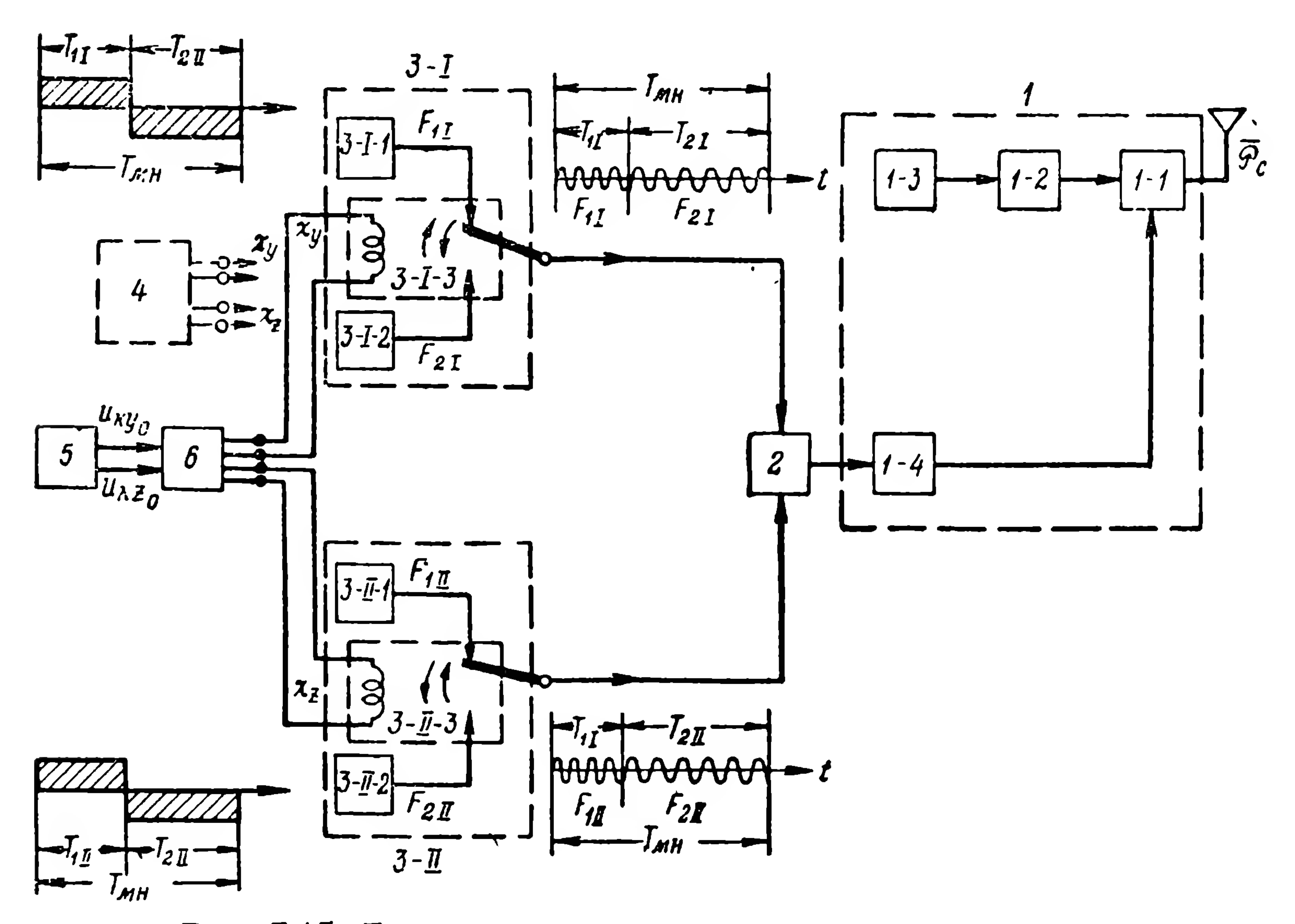


Рис. 7.15. Блок-схема радиопередающего тракта линии радиотелеуправления ШИМ-ЧМн-АМ:

1 — радиопередающее устройство; (*1-1* — выходной усилитель; *1-2* — умножитель частоты, *1-3* — задающий генератор, *1-4* — амплитудный модулятор); *2* — суммирующее устройство; *3-I* и *3-II* — шифраторы и модуляторы поднесущих соответственно первого и второго каналов (*3-I-1*; *3-II-1*; *3-I-2*; *3-II-2* — генераторы поднесущих частот первого и второго каналов; *3-I-3*, *3-II-3* — поляризованные манипуляционные реле первого и второго каналов); *4* — датчик команд; *5* — управляющий счетнорешающий прибор (УСРП); *6* — преобразователь выходного сигнала УСРП в соотношение временных интервалов.

3-I-1 и *3-I-2* в первом канале и *3-II-1* и *3-II-2* — во втором канале.

Поднесущие ШИМ-ЧМн с обоих каналов суммируются в блоке *2*, после чего поступают на амплитудный модулятор *1-4* радиопередающего устройства *1*. Спектр модулирующего сигнала, соответствующий случаю передачи постоянных команд, равных по величине нулю, ($\chi_y = \chi_z = 0$) изображен на рис. 7.16. Через $2F_{\text{д}I}$ и $2F_{\text{д}II}$ на этом рисунке обозначены значения сдвига частот под-

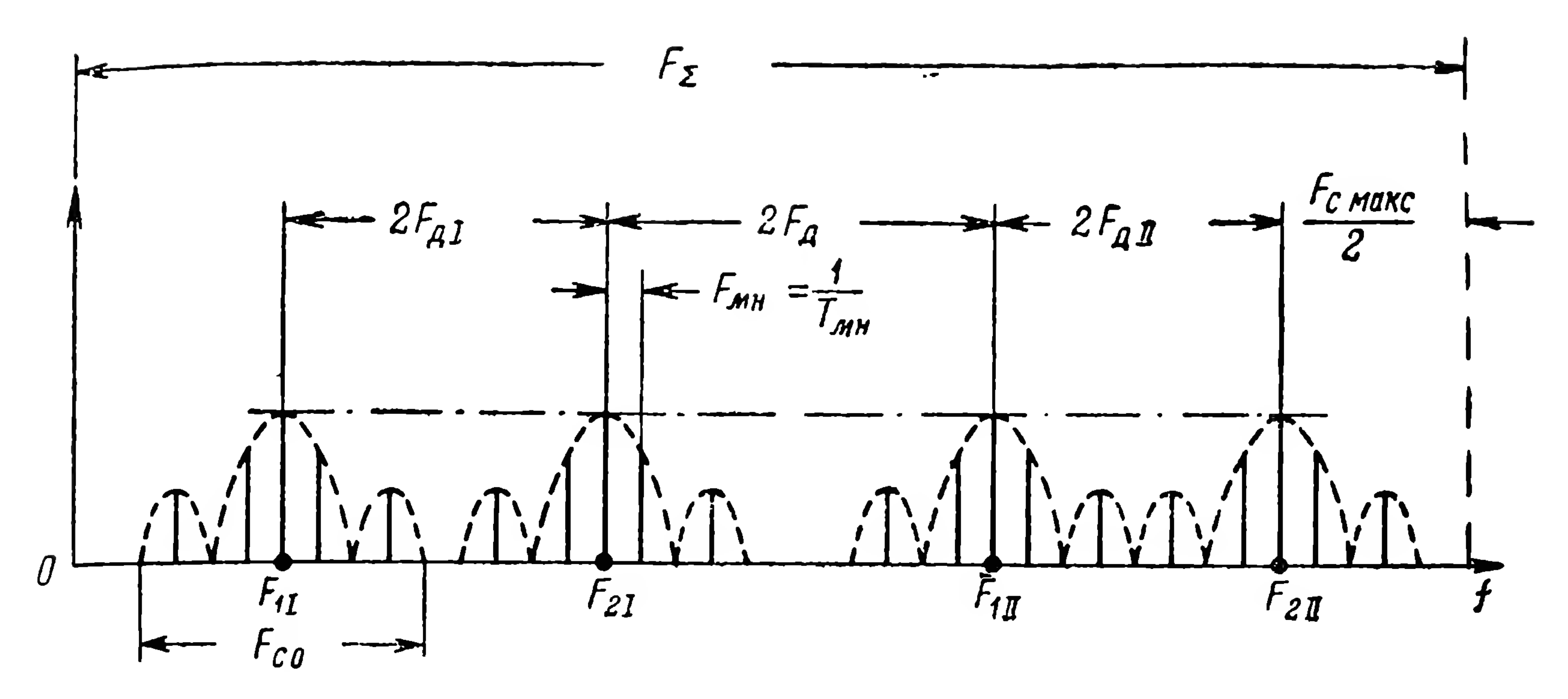


Рис. 7.16. Спектр модулирующего сигнала в двухканальной радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ.

несущих соответственно в первом и втором каналах. Спектр, изображенный на рис. 7.16, в отличие от спектра на рис. 5.12, соответствует двухканальной радиолинии.

Возможный вариант блок-схемы радиоприемного тракта показан на рис. 7.17. Амплитудный детектор *6*

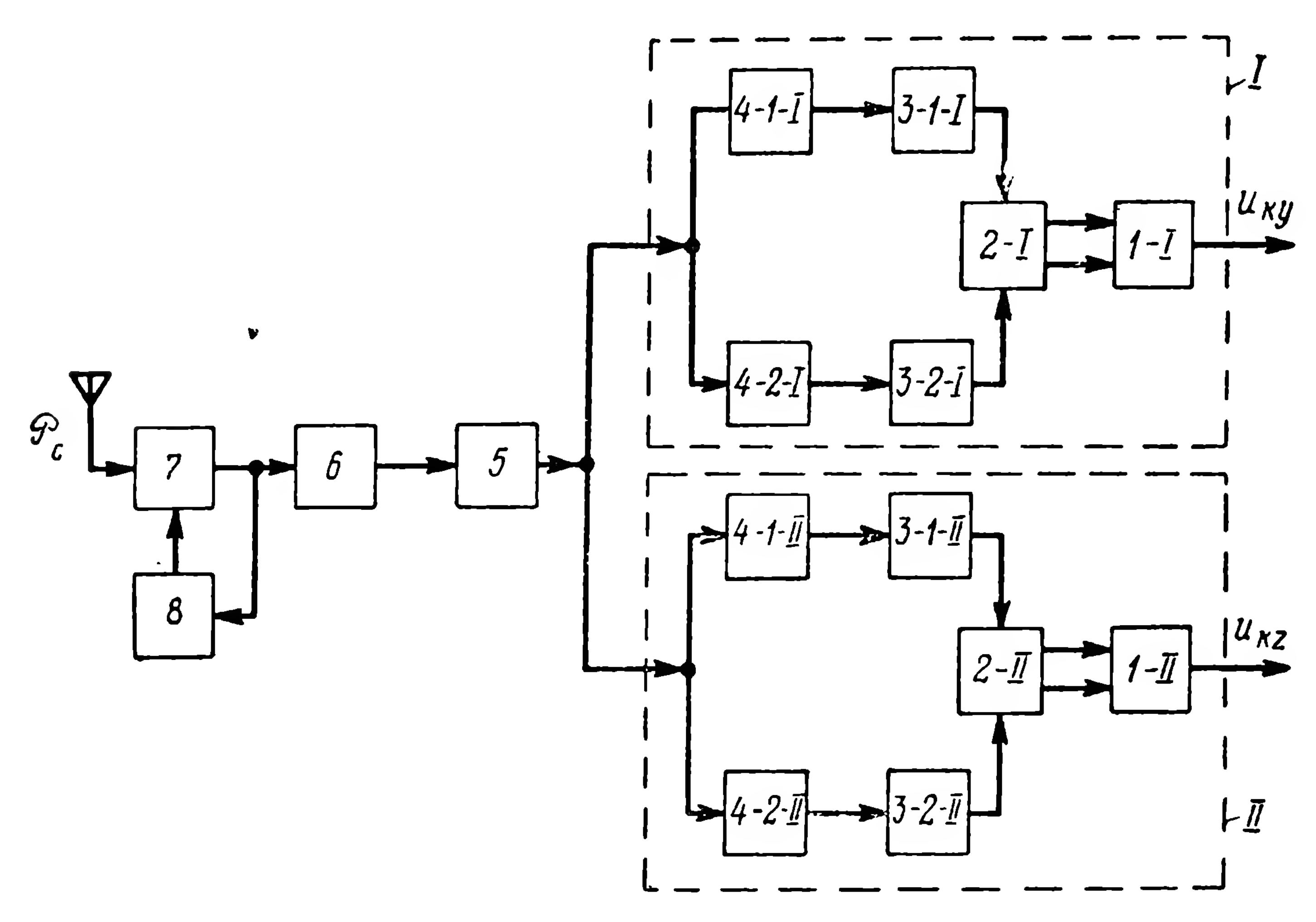


Рис. 7.17. Блок-схема радиоприемного тракта линии ШИМ-ЧМн-АМ: *I*, *II* — селекторы первого и второго каналов соответственно; *1-I*, *1-II* — демодуляторы временных интервалов; *2-I*, *2-II* — реле первого и второго каналов; *3-1-I*, *3-2-I*, *3-1-II*, *3-2-II* — выпрямители; *4-1-I*, *4-2-I*, *4-1-II*, *4-2-II* — фильтры поднесущих частот; *5* — усилитель низкой частоты; *6* — демодулятор несущей (амплитудный детектор); *7* — высокочастотный преобразователь и УПЧ; *8* — автоматическая регулировка усиления (АРУ).

выделяет поднесущие обоих каналов, спектр которых на выходе детектора в принципе не отличается от приведенного на рис. 7.16. После усиления в усилителе *5* сигнал поступает на селекторы каналов *I* и *II*. Фильтры *4*, входящие в состав селекторов, разделяют поднесущие частоты. На выходе разделительных фильтров имеем импульсы с заполнением поднесущими частотами F_{1I}, F_{2I}, F_{1II}, F_{2II}. Длительность импульсов определяется значением передаваемых команд. После выпрямления этих импульсов в выпрямителях *3* получаем импульсы постоянного тока, которые поступают затем на поляризованные реле *2*. Импульсы с выпрямителя *3-1-I* (или *3-1-II*) подаются в первую обмотку реле, с выпрямителя *3-2-I* (или *3-2-II*) — во вторую обмотку. Реле переключаются, когда ток в одной из обмоток становится больше, чем в другой. Контакты реле управляют напряжением на сетках ламп демодуляторов временных интервалов *1*. На выходе демодуляторов получаются напряжения $u_{\text{к}y}$ и $u_{\text{к}z}$, величина которых пропорциональна передаваемым командам χ_y и χ_z.

2. Выбор основных параметров радиолинии

Максимальная величина коэффициента команды $\chi_{\text{к макс}}$ определяется следующей формулой:

$$|\chi_{\text{к макс}}| = \left| \frac{T_{1\text{макс}} - T_{2\text{мин}}}{T_{\text{мн}}} \right| = \left| 1 - 2\frac{T_{2\text{мин}}}{T_{\text{мн}}} \right|. \qquad (7.5.1)$$

Значение $\chi_{\text{к макс}}$ зависит от минимально допустимой величины длительности временных интервалов $T_{\text{мин}}$. Чем меньше $T_{\text{мин}}$, тем шире должна быть полоса пропускания всего радиоприемного тракта. Однако увеличение $T_{\text{мин}}$ уменьшает пределы изменения передаваемой команды, что уменьшает коэффициент передачи передающего тракта. Практически допустимы значения $T_{\text{мин}} \approx (0{,}05 \div 0{,}1)\, T_{\text{мн}}$ [13]. Для таких значений $T_{\text{мин}}$ из формулы (7.5.1) получим

$$|\chi_{\text{к макс}}| = 0{,}8 \div 0{,}9.$$

Таким образом,

$$\chi_{\text{к макс}} = \pm (0{,}8 \div 0{,}9).$$

Установим теперь основные соотношения, определяющие выбор частоты манипуляции $\left(F_{\text{мн}} = \frac{1}{T_{\text{мн}}}\right)$, полосы пропускания фильтров *4*, значений поднесущих частот и других параметров радиотракта и сигнала.

Ширина спектра сигнала на входе приемника определяется следующим выражением (рис. 7.16):

$$2F_{\Sigma} = 2\left[F_{\text{пн макс}} + \frac{F_{\text{с макс}}}{2}\right], \tag{7.5.2}$$

где $F_{\text{пн макс}}$ — максимальная частота поднесущей (в спектре на рис. 7.16 — частота $F_{\text{пн макс}} = F_{2II}$);

$F_{\text{с макс}}$ — наибольшая ширина спектра импульсов.

Ширина спектра импульса, а следовательно, и минимально необходимая ширина полосы пропускания разделительных фильтров поднесущих ($\Delta F_{\text{рф}}$) обычно определяется [4] соотношением

$$F_{\text{с макс}} \approx \frac{2,5}{T_{\text{мин}}} \tag{7.5.3}$$

и

$$\Delta F_{\text{рф}} > \frac{2,5}{T_{\text{мин}}}. \tag{7.5.4}$$

По теореме Котельникова [22] для передачи сообщений дискретными посылками необходимо более двух посылок на один период максимальной частоты спектра сообщений. Следовательно, для данного случая должно быть обеспечено

$$F_{\text{мн}} > 2F_{\text{к макс}},$$

где $F_{\text{к макс}}$ — максимальное значение частоты в спектре сигнала команды, которое должно быть передано через радиоканал. Ориентировочно, можно принять

$$F_{\text{мн}} \approx (5 \div 6)\, F_{\text{к макс}}. \tag{7.5.5}$$

Таким образом, если $F_{\text{к макс}}$ имеет порядок нескольких герц, то $F_{\text{мн}}$ должна иметь порядок, по крайней мере, нескольких десятков герц, а, учитывая, что $T_{\text{мин}} \approx 0,1 T_{\text{мн}} = \frac{0,1}{F_{\text{мн}}}$, получаем, что $F_{\text{с макс}}$ должно иметь порядок сотен герц.

При выборе ширины полосы пропускания фильтра $\Delta F_{рф}$ необходимо учитывать возможную расстройку между поднесущей частотой $F_{пн}$ и резонансной частотой фильтра $F_{фо}$.

Относительную нестабильность настройки фильтров обозначим через $\alpha_ф$. Необходимая ширина полосы пропускания фильтра связана с поднесущей частотой и спектром сигнала соотношением

$$\Delta F_{рф} = \alpha_ф F_{пн} + F_{с\,макс}. \tag{7.5.6}$$

В данном случае мы пренебрегли нестабильностью генератора поднесущей частоты, так как частота этого генератора (входящего в состав аппаратуры пункта управления) в случае необходимости может быть достаточно жестко стабилизирована.

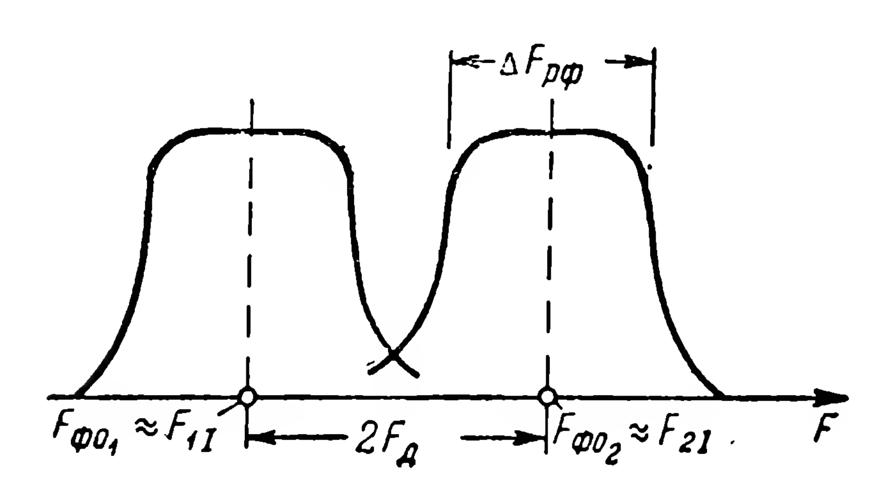


Рис. 7.18. Частотные характеристики канальных разделительных фильтров.

Если применяются фильтры из L и C, то ориентировочно можно считать, что $\alpha_ф \approx 1 \cdot 10^{-2}$. При использовании кварцевых фильтров (без термостатирования) $\alpha_ф \approx 1 \cdot 10^{-4}$.

Перейдем теперь к оценке возможных значений частоты сдвига $2F_д$ между соседними поднесущими. Чтобы устранить взаимные помехи, значение $F_д$ должно превышать величину, равную половине полосы пропускания фильтров поднесущих частот (рис. 7.18), т. е. необходимо выполнить условия

$$2F_д \geqslant \Delta F_{рф}$$

или

$$2F_д = \alpha_д \Delta F_{рф}, \tag{7.5.7}$$

где коэффициент запаса $\alpha_д$ определяется частотной характеристикой фильтров (селективностью), а также порогом срабатывания реле 2 (рис. 7.17). Практически в радиотелеграфных линиях обычно выбирают $\alpha_д \approx \approx 1,3 \div 1,5$ (например, [4]). Таким образом, минимальные значения частоты сдвига должны быть не менее нескольких сотен герц.

Минимально допустимое значение поднесущей частоты $F_{пн\ мин}=F_{1I}$ (рис. 7.16) должно быть достаточно велико, чтобы в наиболее коротком импульсе укладывалось не менее десяти периодов. В противном случае существенное значение будут иметь искажения величины передаваемой команды, обусловливаемые случайностью фазовых соотношений, в момент переключения поднесущих частот F_{1I} и F_{2I} [13]. Таким образом

$$F_{пн\ мин}=F_{1I}>\frac{10}{T_{мин}}. \qquad (7.5.8)$$

Максимальное значение поднесущей частоты $F_{пн\ макс}$ ограничено допустимым расширением полосы пропускания усилителя промежуточной частоты $\Delta f_{пч}$, которая связана с шириной спектра сигнала и нестабильностью частоты радиолинии следующей формулой:

$$\frac{\Delta f_{пч}}{2}=F_{\Sigma}+\alpha_f f_{нс}, \qquad (7.5.9)$$

где F_{Σ} определяется равенством (7.5.2);

α_f — коэффициент взаимной нестабильности частоты генератора передающего устройства радиолинии и гетеродина приемного устройства.

3. Радиолиния ШИМ-ЧМн-АМ как звено системы автоматического регулирования

Рассматриваемая радиолиния предназначается для использования в составе замкнутого контура системы радиотелеуправления и, следовательно, является радиозвеном. Найдем передаточную функцию этого радиозвена.

Передающая часть радиолинии, размещенная на пункте управления, может рассматриваться как звено усилительного типа. Коэффициент передачи этого звена K_E при автоматическом управлении определяется характеристиками преобразователя *6* (рис. 7.15). Этот преобразователь описывается следующими зависимостями:

$$\chi_y=K_{E_y}u_{к\ y_0},$$

$$\chi_z=K_{E_z}u_{к\ z_0}.$$

Будем считать, что преобразователь выполнен по схеме, изображенной на рис. 1.25. Временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 1-26, где $T_0 = T_{мн}$. Из рассмотрения этого рисунка следует

$$\frac{u_m - u_y}{\frac{T_2}{2}} = \frac{u_m}{\frac{T_{мн}}{4}},$$

откуда

$$T_2 = \frac{T_{мн}}{2}\left(1 - \frac{u_y}{u_m}\right),$$

но

$$T_1 = T_{мн} - T_2,$$

поэтому

$$\chi_к = \frac{T_1 - T_2}{T_{мн}} = \frac{1}{T_{мн}}\left[T_{мн} - T_{мн}\left(1 - \frac{u_y}{u_m}\right)\right] = \frac{u_y}{u_m}.$$

Считая, что преобразователи в обоих каналах идентичны, и полагая

для первого канала

$$u_y = u_{к\,y_0};\ \chi_к = \chi_y,$$

а для второго канала

$$u_y = u_{к\,z_0};\ \chi_к = \chi_z,$$

получаем

$$\chi_y = \frac{1}{u_m} u_{к\,y_0},\quad \chi_z = \frac{1}{u_m} u_{кz_0}$$

т. е.

$$K_{Ey} = K_{E_z} = K_E = \frac{1}{u_m}. \qquad (7.5.10)$$

Таким образом, необходимое значение коэффициента передачи передающей части рассматриваемой радиолинии обеспечивается соответствующим выбором амплитуды пилообразного напряжения в генераторе *2* схемы рис. 1.25.

Линейная зависимость между входной и выходной величинами в преобразователе должна быть обеспечена

вплоть до максимального значения напряжения сигнала команды $u_{\text{к}_0\,\text{макс}}$. Поэтому

$$K_E = \frac{\chi_{\text{к макс}}}{u_{\text{к}_0\,\text{макс}}}, \qquad (7.5.10а)$$

где максимальное значение коэффициента команды $\chi_{\text{к макс}}$ выше было выбрано равным 0,8 — 0,9.

Отсюда можно установить допустимое максимальное значение напряжения сигнала команды $u_{\text{к}_0\,\text{макс}}$

$$u_{\text{к}_0\,\text{макс}} = u_m \chi_{\text{к макс}} = (0{,}8 \div 0{,}9)\, u_m.$$

Передаточная функция радиоприемного тракта определяется характеристиками демодуляторов временных интервалов *1-I* и *1-II* (рис. 7.17). Пусть демодулятор временных интервалов выполнен по схеме, изображенной на рис. 1.28. Лампы демодулятора открываются поочередно. Обозначим величину анодного тока в открытой лампе через I_m. При соответствующей установке движка потенциометра $П_{\text{ан}}$ анодные токи обеих ламп будут одинаковы. Так как лампы коммутируются, то постоянные составляющие анодных токов для первой и второй ламп будут соответственно равны

$$\overline{I}_1 = I_m \frac{T_1}{T_{\text{мн}}},$$

$$\overline{I}_2 = I_m \frac{T_2}{T_{\text{мн}}}.$$

Ток в нагрузке демодулятора пропорционален разности постоянных составляющих токов обеих ламп, т. е.

$$I_{\text{н}} = K_{\text{дн}} (\overline{I}_1 - \overline{I}_2), \qquad (7.5.11)$$

где $K_{\text{дн}}$ — коэффициент преобразования демодулятора, величина которого зависит от сопротивлений в нагрузке ламп.

Следовательно,

$$I_{\text{н}} = K_{\text{дн}} I_m \frac{T_1 - T_2}{T_{\text{мн}}} = K_{\text{дн}} I_m \chi_{\text{к}}.$$

Напряжение командного сигнала будет составлять величину

$$u_{\text{к}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = K_{\text{дн}} I_m R_{\text{н}} \chi_{\text{к}}. \qquad (7.5.12а)$$

Следовательно, для значения коэффициента передачи радиоприемного устройства можем написать

$$K_{п} = K_{дн} I_m R_н, \qquad (7.5.12б)$$

где

$$K_{п} = \frac{u_к}{\chi_к}. \qquad (7.5.12в)$$

Частотная характеристика $\Phi_п(j\omega)$ этого устройства в рассматриваемом случае определяется фильтром демодулятора временных интервалов, т. е.

$$\Phi_п(j\omega) \approx \Phi_ф(j\omega).$$

4. Ошибка наведения, определяемая собственными шумами приемного устройства радиолинии

Предположим, что радиолиния ШИМ-ЧМн-АМ используется в системе радиотелеуправления снарядом, описанной в § 7.3 п. 2.

Найдем ошибку наведения, определяемую собственными шумами приемника радиолинии.

Среднеквадратическая ошибка наведения в системе управления (рис. 7.9) определяется флюктуациями выходной величины звена $\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)$ (рис. 7.10), т. е. величиной среднеквадратического отклонения угла визирования $\sigma_\psi = \sqrt{\overline{\psi_c^2}}$. Определить ошибку наведения можно по рассмотренной в гл. 3 и 4 методике, согласно которой необходимо:

1. Найти энергетический спектр помехи $G_{ш\,z}(\omega)$ на выходе безынерционной части радиоприемного устройства в точке *1* (рис. 7.10).

2. Определить коэффициент передачи приемного устройства при наличии помехи.

3. Определить спектр флюктуаций угла визирования снаряда в точке *2* (рис. 7.10) замкнутого контура регулирования.

4. Вычислить дисперсию σ_ψ^2, интегрируя спектр флюктуаций угла ψ_c по частоте.

Решение первых двух из этих задач находится в результате рассмотрения действия сигнала и шума на отдельно взятое радиоприемное устройство.

Будем считать, что источник помехи подключен ко входу приемника. Помеха представляет собой белый шум с плотностью спектра $G_{ш}$. Предположим также, что мощность несущей сигнала на входе приемника $P_{с}$ значительно превышает мощность шума в полосе УПЧ.

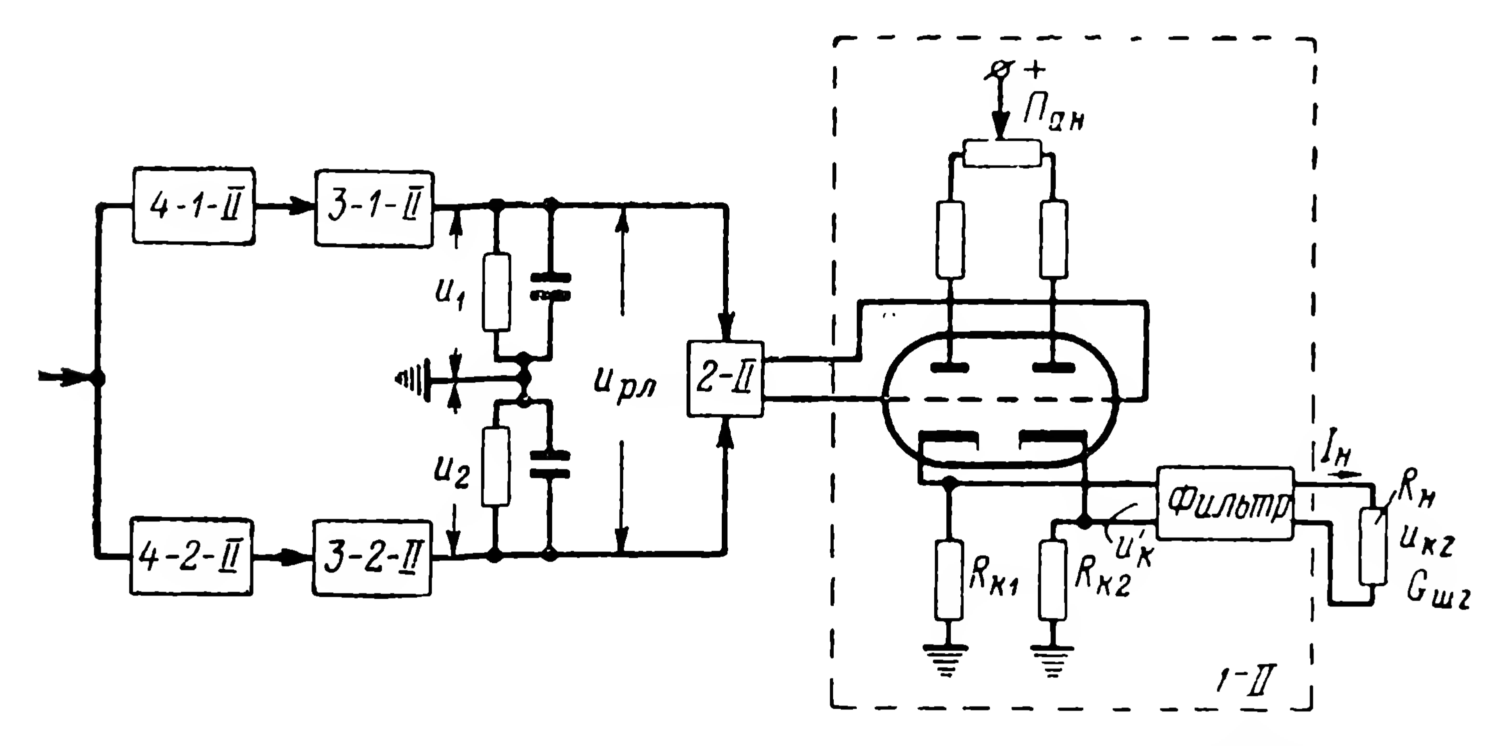


Рис. 7.19. Схема селектора и декодирующего устройства одного канала радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ:

1-II — демодулятор временных интервалов; *2-II* — реле второго канала; *3-1-II*; *3-2-II* — выпрямители; *4-1-II*, *4-2-II* — фильтры поднесущих частот.

На рис. 7.19 приведена развернутая схема одного из селекторов (например, селектора *II*) приемного тракта, блок-схема которого дана на рис. 7.17. Контакты реле *2-II* (рис. 7.19) управляют напряжением смещения на сетках лампы демодулятора временных интервалов, по очереди открывая левый и правый триоды. Разность напряжений $u_к'$, снимаемая между катодами этих ламп (с сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$), поступает на фильтр, который выделяет напряжение командного сигнала $u_{кz}$, подаваемое затем в усилитель-преобразователь и далее на рулевую машину (рис. 7.10). Будем считать, что реле *2-II* переключается всякий раз, когда подводимое к нему напряжение $u_{рл}$ проходит через нуль (см. временные диаграммы, приведенные на рис. 7.20).

Следовательно, при идентичности обоих плеч селектора реле будет переключаться в тот момент времени, когда напряжения на фронтах импульсов на выходе выпрямителей проходят через уровень, равный половине амплитуды импульса U_u (амплитуды импульсов в обоих плечах считаем одинаковыми, т. е. $U_{u1} = U_{u2} = U_u$).

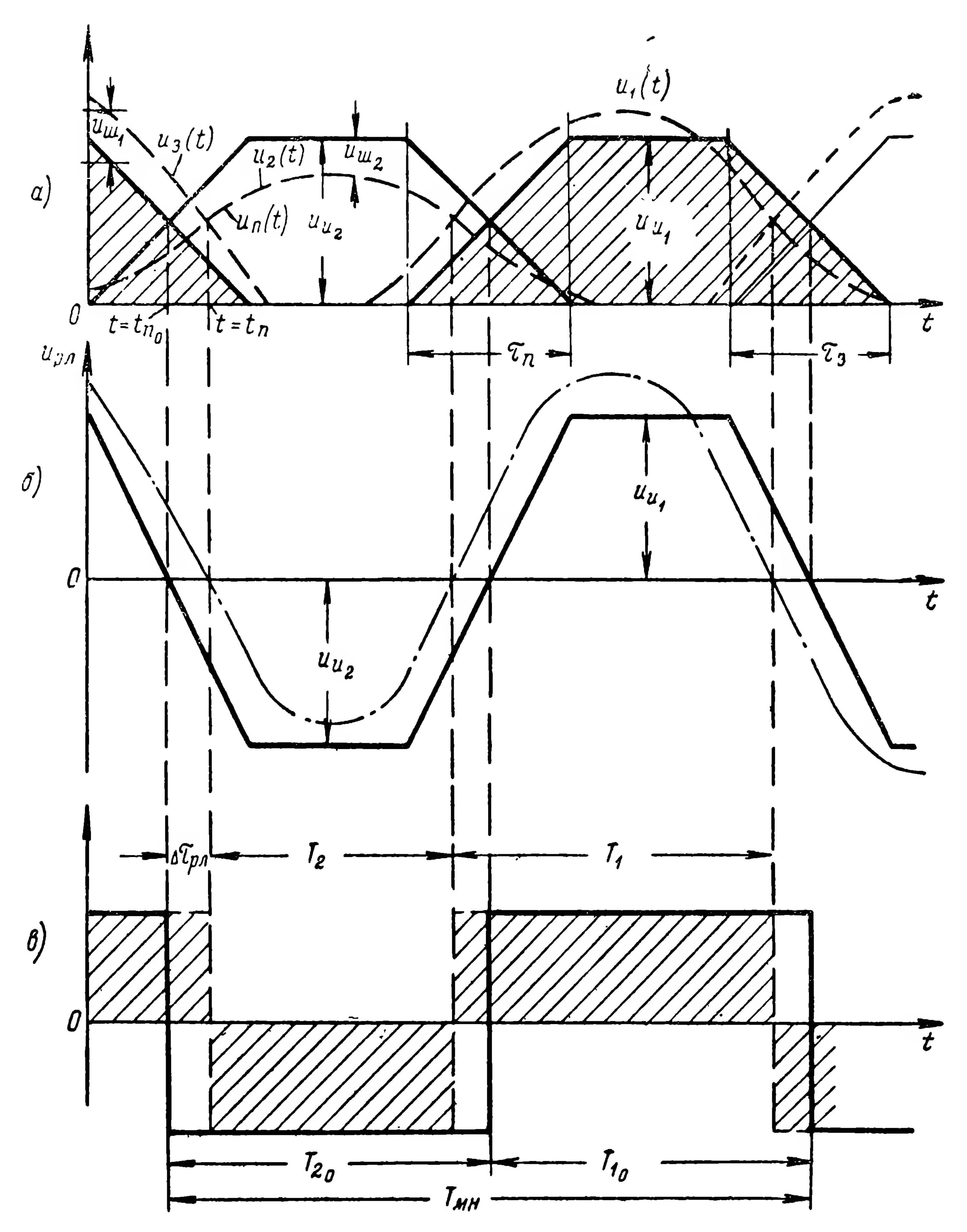


Рис. 7.20. Временные диаграммы напряжений в схеме, приведенной на рис. 7.19.

Определим величину дисперсии $\sigma^2_{\tau\,рл}$ случайных временных смещений $\Delta\tau_{рл}$ моментов переключения реле, возникающих вследствие воздействия шума приемника (рис. 7.20,*в*).

При линейном амплитудном детекторе и прямоугольных характеристиках фильтров отношение мощности сигнала в импульсе к плотности спектра шума на выходе каждого из обоих идентичных плеч селектора $G_{\text{ш сл}}$ может быть записано в следующем виде:

$$\frac{U_u^2}{G_{\text{ш сл}}}=\frac{m_{\text{АМ}}^2 2P_{\text{с}}}{4G_{\text{ш}}}, \qquad (7.5.13)$$

где $G_{\text{ш}}$ — спектральная плотность шумов на входе приемника;

$P_{\text{с}}$ — мощность несущей сигнала в этой же точке;

$m_{\text{АМ}}$ — глубина амплитудной модуляции несущей для данной поднесущей частоты.

Множитель *4* в знаменателе правой части выражения (7.5.13) обусловливается наличием в схеме приемного тракта (рис. 7.17) двух последовательно включенных амплитудных линейных детекторов (звенья *3* и *6*).

На выходе выпрямителей *3-1-II* и *3-2-II* (рис. 7.19) действуют импульсы сигнала и напряжение шумов $u_{\text{ш}}(t)$ (рис. 7.20,*а*). Напряжение на заднем фронте импульса на выходе одного из выпрямителей, например *3-1-II*, при наличии шумов может быть представлено в следующем виде:

$$u_{\text{з}}(t)=U_u-S_{\text{з}}t+u_{\text{ш1}}(t), \qquad (7.5.14\text{а})$$

где $S_{\text{з}}$ — крутизна заднего фронта.

Начало отсчета времени $t=0$ выбрано в момент начала заднего фронта.

Очевидно, что последнее соотношение справедливо в пределах интервала времени $0 \leqslant t \leqslant \tau_{\text{з}}$ ($\tau_{\text{з}}$ — длительность заднего фронта).

В то время, как на выходе первого плеча имеем задний фронт импульса, на выходе второго плеча (плеча другой поднесущей) будет иметь место передний фронт импульса, начинающийся также в момент $t=0$ (рис. 7.20,*а*). Напряжение на этом фронте в пределах интервала времени $0 \leqslant t \leqslant \tau_{\text{п}}$ ($\tau_{\text{п}}$ — длительность переднего фронта) может быть записано следующим образом:

$$u_{\text{п}}(t)=S_{\text{п}}t+u_{\text{ш2}}(t), \qquad (7.5.14\text{б})$$

где $S_{\text{п}}$ — крутизна переднего фронта.

Заметим, что в силу идентичности каналов

$$S_з = S_п = S_{фр}$$

и

$$\tau_з = \tau_п = \tau_{фр} = \frac{U_п}{S_{фр}}.$$

Реле будет переключаться в тот момент времени $t_п$, для которого выполняется условие

$$u_з(t_п) = u_п(t_п),$$

т. е. при равенстве выражений (7.5.14а) и (7.5.14б).

Для момента времени $t_п$ из этих выражений имеем

$$U_п - S_{фр} t_п + u_{ш1}(t_п) = S_{фр} t_п + u_{ш2}(t_п),$$

откуда

$$t_п = \frac{U_п}{2S_{фр}} + \frac{u_{ш1}(t_п) - u_{ш2}(t_п)}{2S_{фр}}. \qquad (7.5.15)$$

Следовательно, значение величины случайных смещений моментов переключения реле, вызванных шумами, может быть найдено, как

$$\Delta\tau_{рл} = \frac{u_{ш1}(t_п) - u_{ш2}(t_п)}{2S_{фр}}. \qquad (7.5.16)$$

Напряжения шумов $u_{ш1}$ и $u_{ш2}$ на выходе первого и второго плеч селектора имеют нормальные законы распределения (при условии, что отношение сигнал/шум $\gg 1$). Следовательно, случайная величина $\Delta\tau_{рл}$ при постоянстве крутизны $S_{фр}$ также будет иметь нормальный закон распределения в силу линейности соотношения (7.5.16).

Заметим, что в полосы пропускания разделительных фильтров *4-1-II* и *4-2-II* (рис. 7.19) попадают различные составляющие шума. Поэтому шумовые напряжения $u_{ш1}(t)$ и $u_{ш2}(t)$ можно считать независимыми. Учитывая это обстоятельство, найдем дисперсию временных смещений $\sigma^2_{\tau_{рл}}$, возводя в квадрат и усредняя обе части равенства (7.5.16)

$$\sigma^2_{\tau_{рл}} = \frac{P_{ш\ сл}}{2S^2_{фр}}, \qquad (7.5.17)$$

где $P_{\text{ш сл}}$ — мощность шумов на выходе каждого из плеч селектора каналов (точнее на выходе выпрямителей 3-1-II и 3-2-II) составляет величину

$$P_{\text{ш сл}} = G_{\text{ш сл}} \frac{\Delta F_{\text{рф}}}{2}, \qquad (7.5.18)$$

где $\Delta F_{\text{рф}}$ — полоса пропускания разделительных фильтров селектора каналов.

Поскольку

$$S_{\text{фр}}^2 = \frac{U_u^2}{\tau_{\text{фр}}^2},$$

то

$$\sigma_{\tau_{\text{рл}}}^2 = \frac{G_{\text{ш сл}} \Delta F_{\text{рф}}}{4U_u^2} \tau_{\text{фр}}^2.$$

Подставляя сюда из равенства (7.5.13) значение отношения $\frac{U_u^2}{G_{\text{ш сл}}}$, находим

$$\sigma_{\tau_{\text{рл}}}^2 = \frac{G_{\text{ш}} \Delta F_{\text{рф}}}{m_{\text{АМ}}^2 2P_{\text{с}}} \tau_{\text{фр}}^2.$$

Максимальное значение дисперсии временных смещений соответствует минимальной мощности входного сигнала приемника $P_{\text{с мин}}$. Кроме того, в первом приближении можно считать, что длительность фронта импульса на выходе полосового фильтра $\tau_{\text{фр}}$ связана с шириной полосы пропускания этого фильтра соотношением

$$\tau_{\text{фр}} \approx \frac{1}{\Delta F_{\text{рф}}}.$$

Следовательно,

$$\sigma_{\tau_{\text{рл}}\text{макс}}^2 \approx \frac{G_{\text{ш}}}{2m_{\text{АМ}}^2 P_{\text{с мин}} \Delta F_{\text{рф}}}. \qquad (7.5.19)$$

Импульсы, формируемые реле *2-II* (рис. 7.19), управляют работой ламп демодулятора временных интервалов. Поэтому при флюктуациях длительности этих импульсов будут соответственно флюктуировать и длительности импульсов тока, протекающего через лампы демо-

дулятора. Подобные флюктуации будут причиной появления шумового напряжения на нагрузочном сопротивлении демодулятора. В составе этого шумового напряжения будут, естественно, только те компоненты, которые проходят через выходной фильтр демодулятора, т. е. низкочастотные составляющие. Значения тока $I_н$

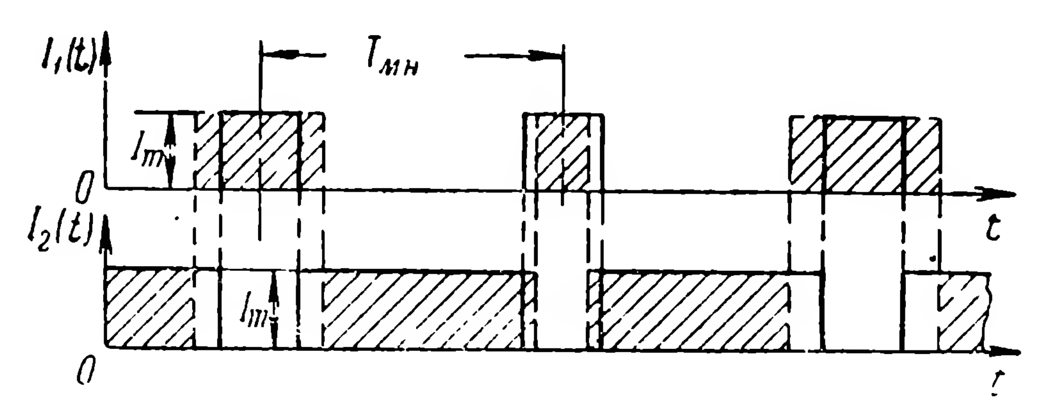


Рис. 7.21. Импульсы с флюктуирующей длительностью.

в нагрузке демодулятора аналогично выражению (7.5.11) определяются следующим равенством:

$$I_н = K_{дн}(I_{1н} - I_{2н}),$$

где $I_{1н}$ и $I_{2н}$ — низкочастотные составляющие анодных токов первой и второй ламп. В состав каждого из токов $I_{1н}$ и $I_{2н}$ в данном случае входят постоянные составляющие, соответствующие командному сигналу, и низкочастотные шумовые составляющие.

Обозначим полные токи первой и второй ламп соответственно через $I_1(t)$ и $I_2(t)$. Эти токи представляют собой последовательности импульсов с постоянной амплитудой I_m и флюктуирующей длительностью.

В силу того, что лампы демодулятора одинаковы и работают поочередно, можно написать (рис. 7.21)

$$I_2(t) = I_m - I_1(t).$$

Следовательно, низкочастотные составляющие токов первой и второй ламп также связаны соотношением

$$I_{2н} = I_m - I_{1н}.$$

Поэтому ток в нагрузке демодулятора

$$I_н = K_{дн}(2I_{1н} - I_m)$$

и напряжение на этой нагрузке

$$u_{\text{н}}=R_{\text{н}}K_{\text{дн}}(2I_{1\text{н}}-I_m). \qquad (7.5.20)$$

Представим это напряжение в виде суммы, состоящей из командного сигнала $u_{\text{к}\,z}=\overline{u}_{\text{н}}$ и низкочастотной флюктуационной составляющей $u_{\text{нч}}(t)$.

Из формулы (7.5.20) имеем

$$u_{\text{к}\,z}=R_{\text{н}}K_{\text{дн}}(2\overline{I}_{1\text{н}}-I_m),$$

где $\overline{I}_{1\text{н}}$ — постоянная составляющая тока первой лампы, причем $\overline{I}_{1\text{н}}=\overline{I}_1(t)$.

Процесс $I_1(t)$ представляет собой периодическую последовательность импульсов (с периодом $T_{\text{мн}}$) постоянной амплитуды (рис. 7.21), модулированных по длительности (двусторонняя ШИМ) случайной функцией с нормальным законом распределения. Флюктуации фронтов в первом приближении будем считать независимыми. Для такого процесса, как известно [11], среднее значение равно

$$\overline{I_1(t)}=I_m\frac{\overline{T_1(t)}}{T_{\text{мн}}},$$

где $\overline{T_1(t)}$ — среднее значение длительности импульсов.

В рассматриваемом случае это значение совпадает с длительностью импульсов в отсутствие шума $\overline{T_1(t)}=T_1$. Поэтому для составляющей напряжения на нагрузке демодулятора, определяемой командным сигналом, можем написать следующее выражение:

$$u_{\text{к}\,z}=R_{\text{н}}K_{\text{дн}}\left(2\frac{T_1}{T_{\text{мн}}}-1\right)I_m=R_{\text{н}}K_{\text{дн}}I_m\chi_{\text{к}}. \qquad (7.5.21\text{а})$$

Низкочастотная флюктуационная составляющая напряжения нагрузки запишется согласно выражению (7.5.20) как

$$u_{\text{нч}}(t)=2R_{\text{н}}K_{\text{дн}}I_{1\text{нч}}(t), \qquad (7.5.21\text{б})$$

где $I_{1\text{нч}}(t)$ — низкочастотная составляющая тока первой лампы.

Спектр низкочастотных шумовых составляющих напряжения на нагрузке можно найти, если известен спектр тока $I_{1нч}(t)$.

Флюктуационная часть энергетического спектра при двусторонней ШИМ и независимых случайных смещениях фронтов определяется формулой (5.2.34)

$$G_{ш\, I_1}(\omega) = \frac{4I_m^2}{T_{мн}\omega^2}\left(1 - e^{-\sigma^2_{\tau_{рл}}\omega^2}\right), \qquad (7.5.22а)$$

где $\sigma^2_{\tau_{рл}}$ определена выражением (7.5.17).

Нас интересует область спектра, близкая к нулевой частоте. Для этой области

$$G_{ш\, I_1}(0) \approx 4I_m^2\, \frac{\sigma^2_{\tau_{рл}}}{T_{мн}}. \qquad (7.5.22б)$$

Используя формулу (7.5.21б), получаем следующее выражение для энергетического спектра шумовой составляющей напряжения $u_н(t)$ на нагрузке демодулятора

$$G_{ш\, z}(0) \approx (2R_н K_{дн})^2\, 4I_m^2\, \frac{\sigma^2_{\tau_{рл}}}{T_{мн}}. \qquad (7.5.23)$$

Полное напряжение на нагрузке демодулятора при наличии шумов на входе приемника может быть записано следующим образом:

$$u_н = R_н I_m K_{дн}\chi_к + u_{нч}(t). \qquad (7.5.20а)$$

Сравнивая выражение (7.5.20а) с соотношением (7.5.12а), видим, что коэффициент передачи приемника из-за воздействия помех не меняется. Наличие помехи на входе приемника привело к появлению на выходе демодулятора дополнительного флюктуационного напряжения $u_{нч}(t)$. Это напряжение может рассматриваться как внешнее воздействие на замкнутый контур управления, приложенное к выходу радиоприемного устройства.

Подставляя в формулу (7.5.23) значение дисперсии временных смещений $\sigma^2_{\tau_{рл}}$ из выражения (7.5.19) и учитывая

соотношение (7.5.12б), получаем выражение для энергетического спектра этого внешнего воздействия

$$G_{\text{ш}\, z\, \text{макс}}(0) = K_{\text{п}}^2 \frac{8}{T_{\text{мн}}} \frac{G_{\text{ш}}}{m_{\text{АМ}}^2 P_{\text{с мин}} \Delta F_{\text{рф}}}, \qquad (7.5.24)$$

Это выражение соответствует условиям максимальной дальности радиотелеуправления, т. е. минимальному значению мощности полезного сигнала на входе приемника.

Используя структурную схему на рис. 7.10, находим теперь спектр флюктуаций угла $\psi_{\text{с}}$. Выражение для этого спектра может быть написано в следующем виде:

$$[G_{\psi}(\omega)]_{\text{макс}} = G_{\text{ш}\, z\, \text{макс}}(0) \left| \frac{\Phi_{\text{ф}}(j\omega)\, \Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)}{1 + \Phi_{\text{ф}}(j\omega)\, \Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\, \Phi_{\text{вс}}(j\omega)\, K_E K_{\text{п}} \Phi_{\text{фд}}(j\omega)} \right|^2. \qquad (7.5.25)$$

Среднеквадратическая ошибка будет иметь значение

$$\sigma_{\psi\, \text{макс}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} [G_{\psi}(\omega)]_{\text{макс}}\, d\omega}\,. \qquad (7.5.26)$$

Если считать, что звенья с частотными характеристиками $\Phi_{\text{вс}}(j\omega)$ и $\Phi_{\text{фд}}(j\omega)$ являются значительно более широкополосными, чем звено $\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)$, то получим

$$\sigma_{\psi\text{макс}} = \frac{2\sqrt{2}}{K_{\text{в}}} \sqrt{\frac{G_{\text{ш}}}{m_{\text{АМ}}^2 P_{\text{с мин}}} \frac{F_{\text{мн}}}{\Delta F_{\text{рф}}} \Delta F_{\text{э}}}, \qquad (7.5.27)$$

где $K_{\text{в}} = \Phi_{\text{вс}}(0)\, \Phi_{\text{фд}}(0)\, K_E^{\cdot}$ представляет собой коэффициент передачи всего наземного радиотехнического тракта системы управления, который полагаем безынерционным;

$\Delta F_{\text{э}}$ — эквивалентная полоса пропускания замкнутого контура

$$\Delta F_{\text{э}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \left| \frac{K_{\text{рт}} \Phi_{\text{ф}}(j\omega)\, \Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)}{1 + K_{\text{рт}} \Phi_{\text{ф}}(j\omega)\, \Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)} \right|^2 d\omega, \qquad (7.5.28)$$

где $K_{рт} = K_{в}K_{п}$ — коэффициент передачи всего радиотехнического тракта.

Формула (7.5.27) может служить основанием для правильного выбора мощности передающего устройства радиолинии телеуправления ШИМ-ЧМн-АМ на основе заданных параметров системы управления $K_{рт}$, $\Delta F_э$, допустимой ошибки наведения $\sigma_ф$ и плотности спектра шума на входе приемника $G_ш$. Кроме того, предварительно должны быть выбраны величины $m_{АМ}$, $F_{мн}$, $\Delta F_{рф}$, методика выбора которых была дана в предыдущих разделах.

7.6. РАДИОЛИНИИ С ВРЕМЕННОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ВИМ (ИВК)-АМ

1. Блок-схема и принцип действия радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ

Метод временной импульсной модуляции с шифрацией отдельных элементарных посылок сигнала путем использования импульсно-временных кодовых групп находит применение в различных радиорелейных линиях.

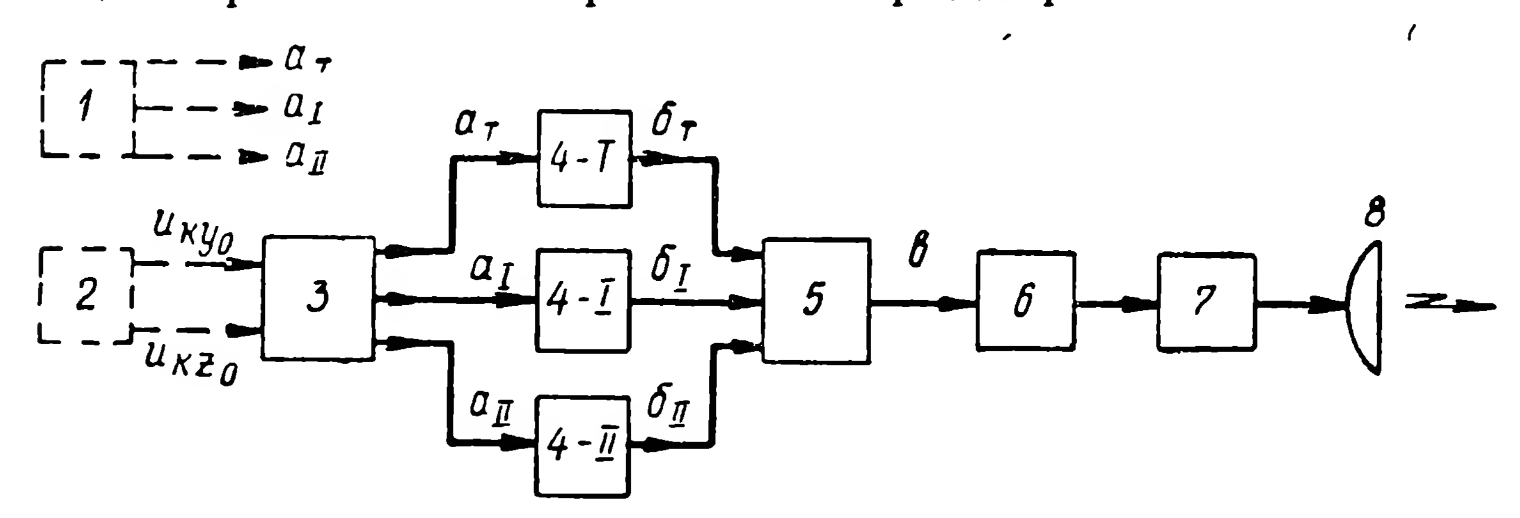


Рис. 7.22. Блок-схема передающего тракта линии радиотелеуправления ВИМ (ИВК)-АМ:

1—ручной датчик команд; 2—управляющий счетнорешающий прибор (УСРП); 3—преобразователь выходного сигнала счетнорешающего прибора в соотношение временных интервалов; 4—шифратор (4-T; 4-I и 4-II соответственно, шифраторы тактовой, первой рабочей и второй рабочей кодовых групп); 5—суммирующее устройство; 6—модулятор; 7—передатчик; 8—передающая антенна.

Блок-схемы радиопередающих и радиоприемных трактов описаны в литературе [23, 24, 26].

Возможный вариант практического осуществления блок-схемы радиопередающего тракта линии радиотелеуправления ВИМ(ИВК)-АМ приведен на рис. 7.22. По-

дача сигнала команды на вход радиолинии предусматривается как с ручного датчика *1*, так и с выхода управляющего счетнорешающего прибора *2*. Преобразователь *3* преобразует напряжения сигнала команды в соотношение временных интервалов. С выхода преобразователя снимаются периодические последовательности так-

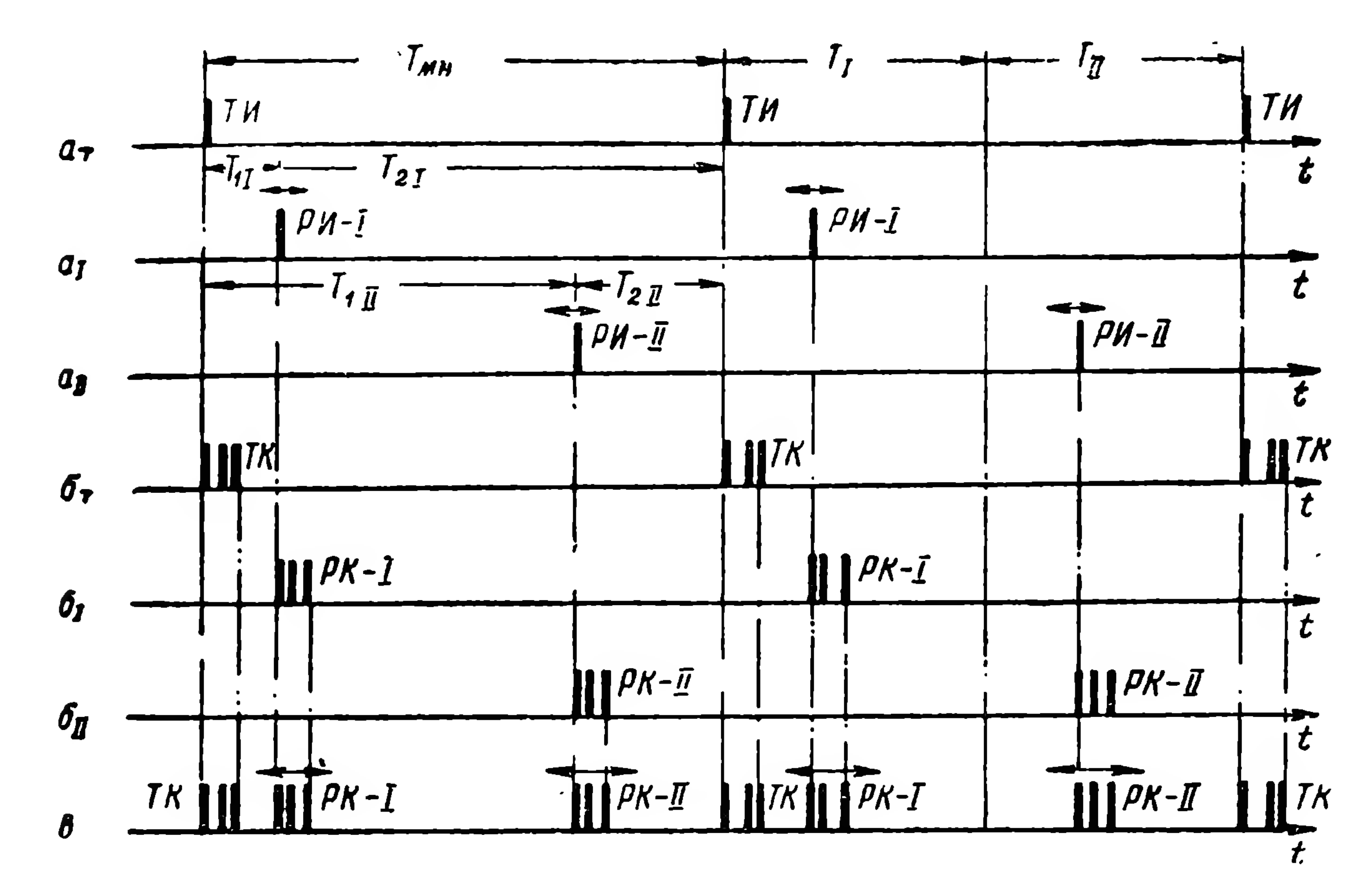


Рис. 7.23. Временные диаграммы в схеме рис. 7.22:
ТИ — тактовый импульс; РИ-(*I*, *II*) — рабочие импульсы; ТК — тактовый код; РК(*I*, *II*) — рабочие коды. Буквы, обозначающие диаграммы, соответствуют точкам рис. 7.22.

товых $a_т$ и рабочих импульсов a_I, a_{II} для передачи команд по двум каналам. Временные диаграммы, поясняющие работу передающего тракта, приведены на рис. 7.23. Команда первого канала передается временными интервалами T_{1I}, T_{2I}, а второго канала — соответственно T_{1II} и T_{2II}. Импульсы с преобразователя поступают в шифраторы *4*. Здесь каждый тактовый и рабочий импульсы зашифровываются импульсно-временной кодовой группой, структура которой (число импульсов и интервалы между ними) различна для последовательностей $a_т$, a_I, a_{II}. На выходе шифратора получаются последовательности тактовых $б_т$ и рабочих $б_I$, $б_{II}$ кодов, которые суммируются и подаются на модулятор передатчика. Рабочий код первого канала при изменении команды может перемещаться в пределах первой половины периода $T_{мн}$. Рабочий код второго канала занимает вторую половину.

Возможный вариант выполнения радиоприемного тракта двухканальной радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ показан на рис. 7.24. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 7.25.

Импульсы сигнала с выхода приемника поступают в дешифратор. Дешифратор практически может быть осуществлен на базе использования схемы рис. 3.12, опи-

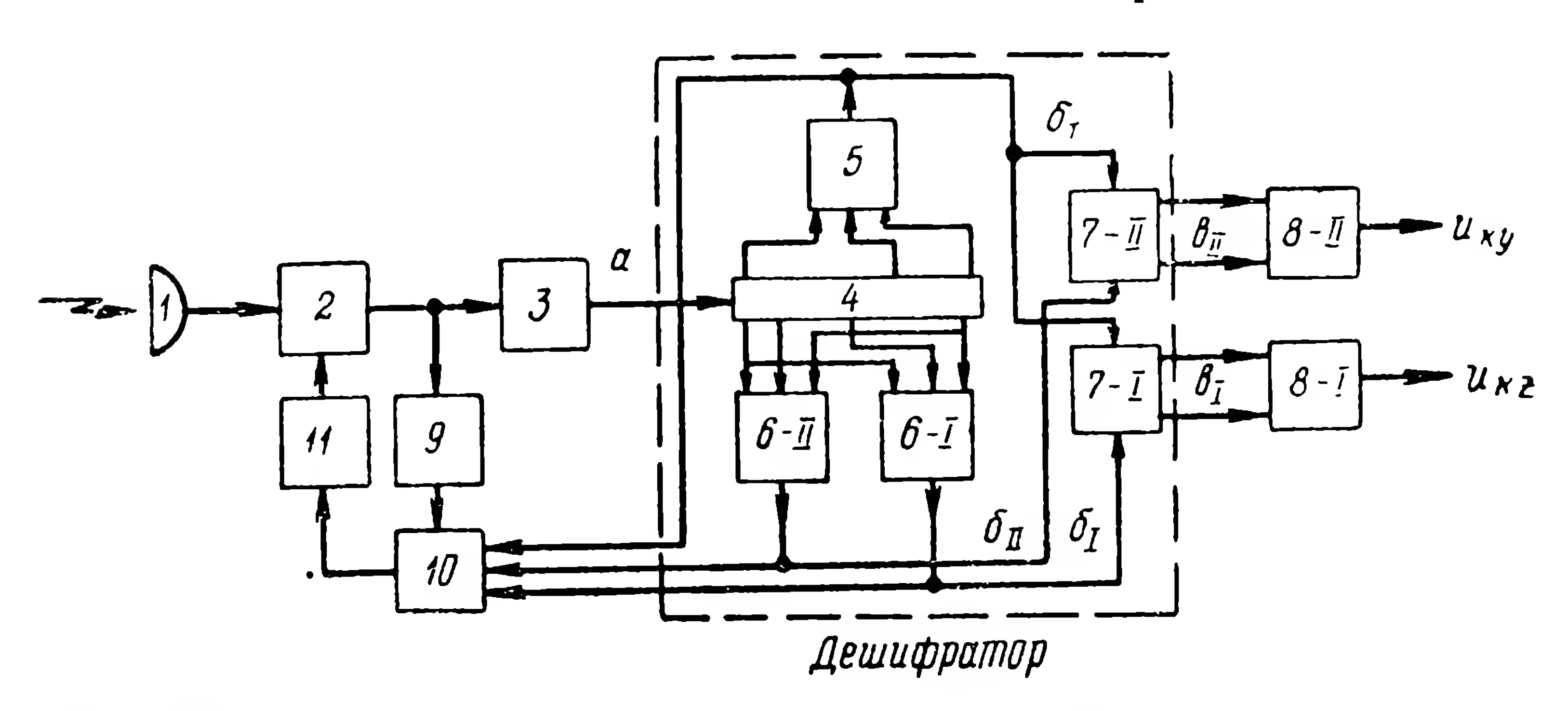


Рис. 7.24. Блок-схема радиоприемного тракта линии радиотелеуправления ВИМ (ИВК)-АМ:

1 — приемная антенна; *2* — приемник; *3* — спусковая схема; *4* — линия задержки дешифратора; *5* — селектор стартовых кодовых групп; *6-I* и *6-II* — селекторы первой и второй рабочих кодовых групп; *7-I* и *7-II* — триггеры первого и второго каналов; *8-I* и *8-II* — демодуляторы временных интервалов соответственно первого и второго каналов; *9* — линия временной задержки; *10* — схема совпадения; *11* — автоматическая регулировка усиления.

санной в § 3.2. Для нормальной работы подобной схемы необходимо, чтобы на ее вход поступали импульсы постоянной амплитуды и длительности. Поэтому в радиоприемный тракт (рис. 7.24) включена спусковая схема *3* (кипп-реле, блокинг-генератор и т. п.).

Дешифратор состоит из линии временной задержки *4* и селекторов тактовых *5* и рабочих кодовых групп *6-I* и *6-II*. В дешифраторе происходит разделение каналов. На его выходах имеем последовательности тактовых $б_т$ (рис. 7.25) и рабочих $б_I$, $б_{II}$ импульсов. Импульсы с выхода дешифратора управляют работой триггеров *7-I* и *7-II*. Напряжения, снимаемые с этих триггеров, коммутируют лампы демодуляторов временных интервалов *8-I* и *8-II*. Эта часть схемы полностью аналогична соответствующей части тракта радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ и была рассмотрена выше.

Шифратор в передающем устройстве и дешифратор в приемном устройстве должны быть взаимно согласованы. Принцип согласования поясняется схемой на рис. 7.26 и диаграммами на рис. 7.27. Для шифрации тактового и рабочего кодов используется общая линия задержки *ЛЗ*$_1$. Импульсы с преобразователя *2* поступают в линию задержки (точка *а*, рис. 7.26 и 7.27).

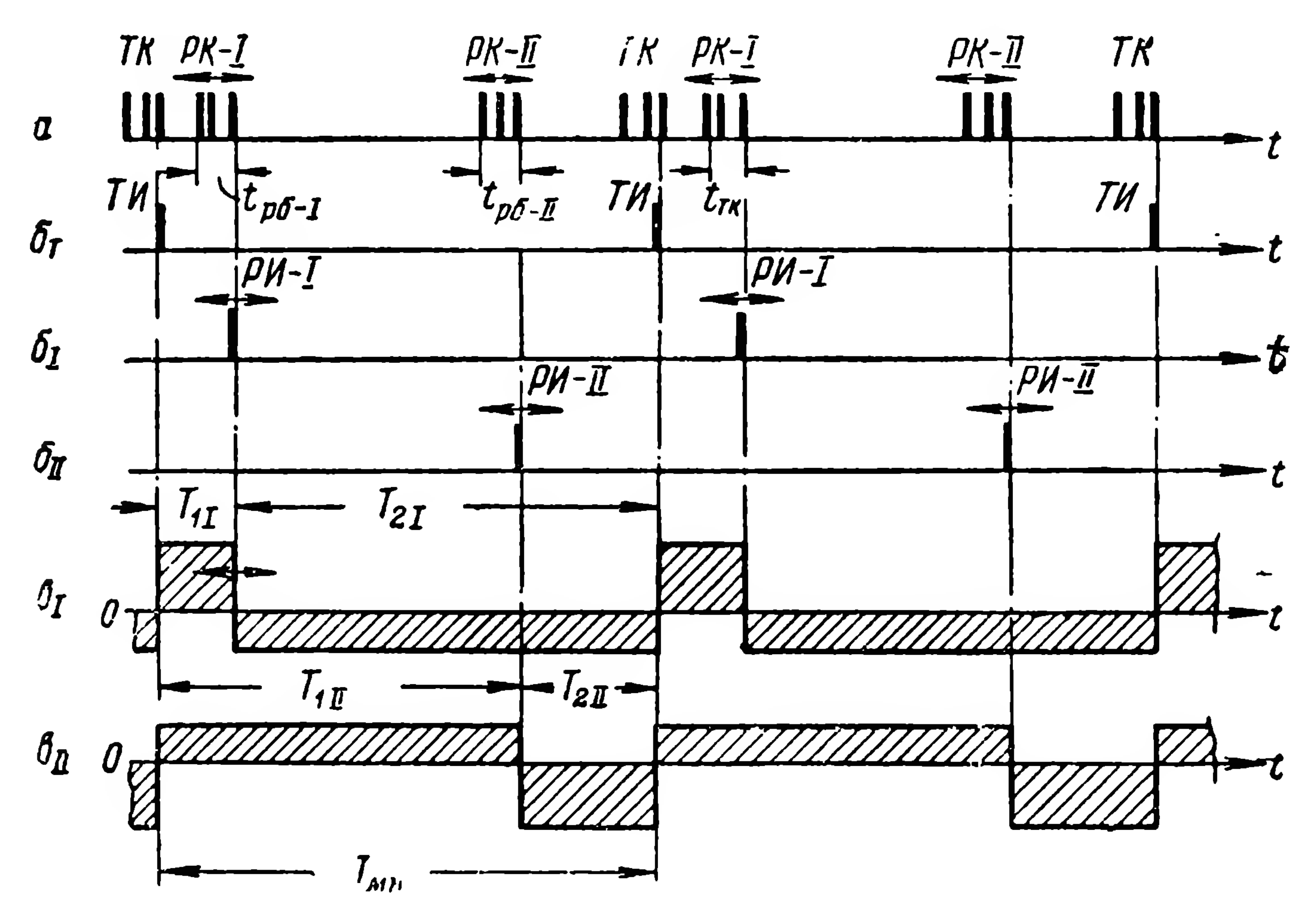


Рис. 7.25. Временные диаграммы в схеме рис. 7.24.

Одновременно с подачей тактового импульса открывается схема формирования тактовой кодовой группы (*3-ТК*) (точка *б*$_1$) и импульсы, снимаемые с отводов *5*, *8* и *10*, образующие тактовый код, поступают в радиоканал (точка *в*). Схема формирования рабочей кодовой группы (*3-РК*) открывается после подачи рабочего импульса (точка *б*$_2$) и, следовательно, рабочий код формируется из импульсов, снимаемых с отводов *2*, *7* и *8* (*в*, рис. 7.27).

На диаграмме рис. 7.27,*г*$_1$ изображены импульсы на входе дешифратора ($t_з$ — время задержки в радиоканале, в которое входит и время распространения радиоволн; Δt — величина временной задержки между двумя соседними отводами в линии задержки).

На диаграммах рис. 7.27,*г*$_1$, *д*, *е*$_1$ показано расположение импульсов на входах селектора тактовой кодовой группы дешифратора (*5-ТК*). Эти импульсы снимаются

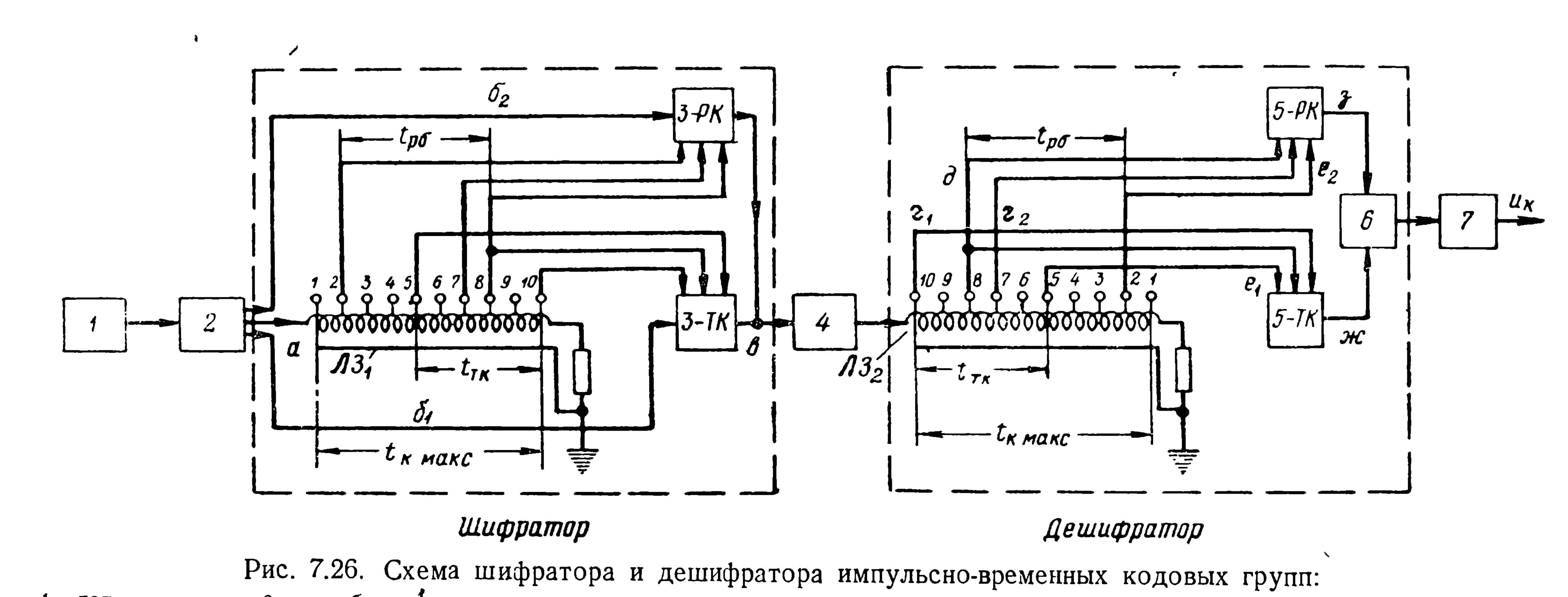


Рис. 7.26. Схема шифратора и дешифратора импульсно-временных кодовых групп:

1—датчик команд; *2*—преобразователь выходного сигнала датчика команд в соотношение временных интервалов; *3-РК*—схема формирования рабочей кодовой группы; *3-ТК*—схема формирования тактовой кодовой группы; *4*—радиоканал; *5-РК*—селектор рабочей кодовой группы; *5-ТК*—селектор тактовой кодовой группы; *6*—триггер; *7*—демодулятор временных интервалов; *ЛЗ*—линия задержки.

с соответствующих отводов линии задержки и поэтому запаздывают относительно точки $г_1$ на определенные отрезки времени: $2\Delta t$ — в точке $д$ и $5\Delta t$ — в точке $е_1$. При правильном согласовании шифратора и дешифратора в определенный момент на всех трех входах селектора тактовых кодовых групп одновременно появляются импульсы. Только при этом условии возникает импульс и

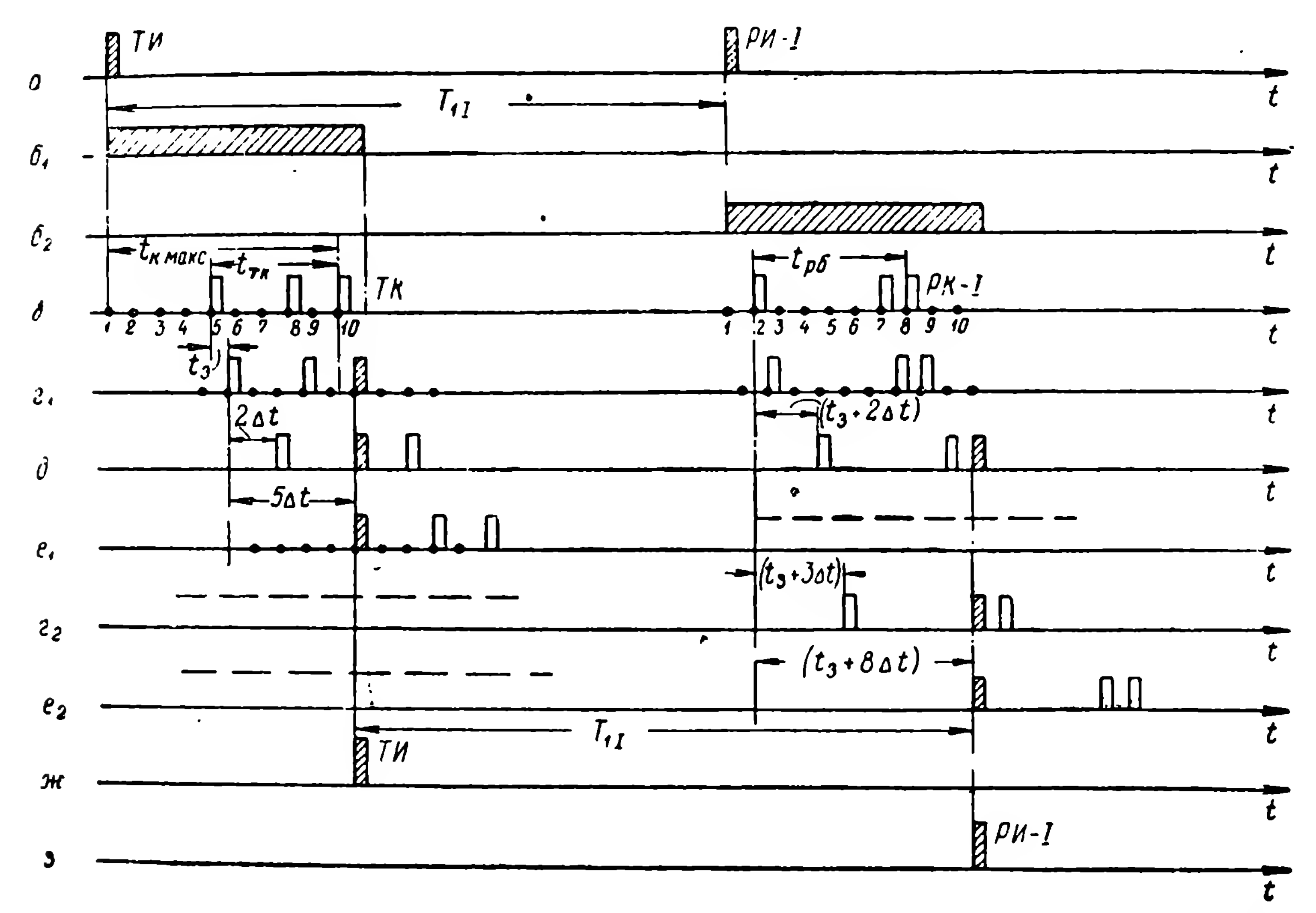


Рис. 7.27. Временные диаграммы напряжений в схеме рис. 7.26.

а — импульсы на входе шифратора; (*ТИ* — тактовый импульс; *РИ-I* — рабочий импульс); $б_1$ — импульс, открывающий схему формирования тактовой кодовой группы; $б_2$ — импульс, открывающий схему формирования рабочей кодовой группы; *в* — тактовая и рабочая кодовые группы на выходе шифратора; $г_1$ — тактовая и рабочая кодовые группы на входе дешифратора; $д$, $е_1$, $г_2$, $е_2$ — импульсы на отводах № 8; 5, 7; 2 — линии задержки дешифратора; *ж* — импульс на выходе селектора тактовой кодовой группы; *з* — импульс на выходе селектора рабочей кодовой группы.

на выходе селектора (*ТИ* точка *ж*). Аналогично происходит дешифрация рабочего кода.

В приемном устройстве рассматриваемой радиолинии (рис. 7.24) приняты некоторые дополнительные меры для увеличения помехоустойчивости. Так, например, спусковая схема *3* (имеющая на входе дифференцирующую цепочку) работает как ограничитель длительности импульсов [24]. Такой ограничитель предотвратит срабатывание дешифратора от помехи с длительными импульсами, которые в противном случае могут нарушать рабо-

ту, давая напряжение одновременно на все входы селекторов тактовой и рабочей кодовых групп.

Для поддержания постоянной амплитуды импульсов на входе спусковой схемы *3* используется автоматическая регулировка усиления *11*. Схему АРУ также целесообразно защитить от помех, иначе большие импульсы помехи могут, действуя на АРУ, резко увеличить смещение на сетках ламп приемника и запереть его для полезного сигнала [24]. Для защиты от помех импульсы с выхода приемника, предварительно задержанные в линии задержки *9*, пропускают через схему совпадения *10*, которая открывается импульсами, снятыми с выходов селекторов дешифратора. Импульсы, прошедшие схему совпадения и свободные от помех, используются затем в схеме АРУ для выработки нужного напряжения смещения.

2. Выбор основных параметров радиолинии

Минимально необходимое значение частоты манипуляции (частоты повторения тактовых импульсов $F_{мн} = \frac{1}{T_{мн}}$) определяется только шириной частотного спектра передаваемых сигналов команд. Поэтому так же, как и для радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ, необходимое значение $F_{мн}$ может быть установлено из соотношения (7.5.5)

$$F_{мн} \approx (5 \div 6) F_{к\ макс}.$$

Следовательно, частота повторения тактовых импульсов должна составлять не менее нескольких десятков герц.

Минимальное значение временного интервала $T_{мин}$ в линии ВИМ (ИВК)-АМ должно превышать максимальную длительность кодовой группы (базу кода) $t_{к\ макс}$, т. е. должно выполняться условие

$$T_{мин} > t_{к\ макс}. \qquad (7.6.1)$$

Кроме того, как и в линии ШИМ-ЧМн-АМ, значение $T_{мин}$ определяет максимальную величину коэффициента команды в радиолинии. Задаваясь определенным значе-

нием максимального коэффициента команды $|\chi_{\text{к макс}}|$, равным, например, как и в линии ШИМ-ЧМн-АМ, 0,8, можно определить соответствующие значения $T_{\text{мин}}$. Найденное таким образом значение $T_{\text{мин}}$ должно удовлетворять условию (7.6.1). В противном случае необходимо изменить или базу кодовых групп или уменьшить максимальное значение коэффициента команды $|\chi_{\text{к макс}}|$.

Следует отметить, что практически уменьшение значения $T_{\text{мин}}$ здесь не ограничивается такими факторами, как необходимость расширения полос пропускания трактов радиолинии, что имело место в линии ШИМ-ЧМн-АМ. Ширина полосы пропускания радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ вплоть до входа триггеров 7 (рис. 7.24) должна быть выбрана так, чтобы обеспечить достаточно малую длительность фронтов импульсов сигнала. При этом минимально допустимое значение ширины полосы (как и в линии ШИМ-ЧМн-АМ) дополнительно зависит от стабильности частоты гетеродина приемника и генератора передающего устройства.

В первом приближении длительность импульса для радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ может быть выбрана из условия, чтобы ширина его спектра примерно вдвое превышала возможные уходы частоты из-за нестабильности. При более длинных импульсах ухудшается отношение сигнал/шум на входе детектора, а более короткие импульсы, не улучшая существенно сигнал/шум, усложняют аппаратуру. В случае использования кварцевой стабилизации (без применения термостатирования) длительность импульса может быть взята равной

$$\tau_u \approx (0{,}5 \div 1{,}0) \cdot 10^4 \frac{1}{f_{\text{нс}}},$$

где $f_{\text{нс}}$ — несущая частота.

Число импульсов в импульсно-временной кодовой группе $n_{\text{к}}$ должно выбираться так, чтобы обеспечить наилучшую работу в условиях помех. При малом числе импульсов в коде будут часто образовываться ложные кодовые группы из-за помех. Наоборот, при слишком большом числе импульсов значительная часть кодовых групп не пройдет через дешифратор из-за действия помех. Кроме того, при этом повышаются требования к стабильности линии задержки. Практически число им-

пульсов в коде выбирается от 2 до 8 [23, 24, 26]. База кода $t_{\text{к макс}}$ определяется длиной используемой линии задержки. Возможности увеличения базы ограничиваются ростом затухания в линии задержки, в результате чего импульсы с последних отводов сильно уменьшаются по амплитуде [23]. При малых базах соответственно уменьшается число отводов линии задержки, а следовательно, и число сменных кодов.

В рассматриваемой радиолинии демодуляторы временных интервалов первого и второго каналов должны быть настроены по-разному. Действительно, рабочий код первого канала перемещается в первой половине периода $T_{\text{мн}} \left(0 \leqslant T_{1I} \leqslant \frac{1}{2} T_{\text{мн}}\right)$. Чтобы передавать команду разных знаков, необходимо так настроить соответствующий демодулятор, чтобы выходное напряжение $u_{\text{к} z}$ было равно нулю при $T_{1I} = \frac{1}{4} T_{\text{мн}}$. Аналогично во втором канале необходимо иметь $u_{\text{к} y} = 0$ при $T_{1II} = \frac{3}{4} T_{\text{мн}}$. Такая несимметричная настройка достигается за счет неодинаковых нагрузок в анодах лампы демодулятора (при смещении движка потенциометра $\Pi_{\text{ан}}$ в схеме на рис. 1.28). Соответствующий сдвиг должен быть предусмотрен также в преобразователе передающего устройства.

В заключение отметим, что коэффициенты передачи передающего и приемного устройств в линии ВИМ(ИВК)-АМ определяются в принципе так же, как и в линии ШИМ-ЧМн-АМ. Поскольку, однако, для передачи команды в рассматриваемом случае используется только половина периода $T_{\text{мн}}$, то коэффициент передачи радиозвена будет соответственно вдвое меньше. В связи с этим может оказаться целесообразным занимать для передачи команд весь период $T_{\text{мн}}$, предусмотрев специальные меры для случаев, когда команды в обоих каналах совпадают.

3. Определение необходимой чувствительности приемного устройства

При достаточно большом отношении сигнал/шум основной эффект действия шумовой помехи на радиоканал ВИМ-АМ будет заключаться в появлении слу-

чайных смещений фронтов импульсов полезного сигнала. Это обстоятельство приведет к некоторым флюктуациям временных интервалов, а следовательно, и к флюктуациям выходного напряжения радиоканала.

Однако если в радиолинии используются импульсно-временные кодовые группы, то случайные смещения отдельных импульсов могут быть причиной выпадания части посылок тактовых и рабочих кодов. Такое подавление кодовых групп шумовой помехой во многих случаях определяет требования к необходимой чувствительности радиоприемного устройства. Этот эффект более существенен, чем небольшие флюктуации выходного напряжения из-за смещения импульсов.

Определим вероятность подавления импульсно-временной кодовой группы, состоящей из $n_к$ импульсов, помехой, представляющей собой стационарный случайный процесс с нормальным законом распределения и равномерным спектром [82]. Собственные шумы приемника, как известно, представляют собой помеху с подобными характеристиками.

Если на вход спусковой схемы *3* (рис. 7.24) одновременно с полезным импульсным сигналом будут поступать и шумы, то на выходе этой схемы будут иметь место случайные смещения τ_j моментов возникновения импульсов, генерируемых этой схемой. Очевидно, что подобные смещения будет испытывать импульс, генерируемый спусковой схемой при поступлении на ее вход любого из импульсов рассматриваемой импульсно-временной кодовой группы. Величина временного смещения τ_j для j-го импульса этой группы может быть установлена из следующего соотношения (см. гл. 6)

$$\tau_j = \frac{u_{ш0}}{S_{фр}}, \qquad (7.6.2)$$

где $u_{ш0}$ — мгновенное напряжение шума в момент времени, когда напряжение импульса сигнала достигает порога срабатывания спусковой схемы;

$S_{фр}$ — крутизна переднего фронта импульса, определенная на уровне порога срабатывания спусковой схемы.

Крутизна переднего фронта импульса с достаточной для практических целей точностью может быть определена, как

$$S_{\text{фр}} \approx \frac{U_u}{\tau_{\text{фр}}}, \qquad (7.6.3)$$

где $\tau_{\text{фр}}$ — длительность переднего фронта;

U_u — амплитуда импульса.

На рис. 7.28,*а* условно показана импульсно-временная кодовая группа на входе спусковой схемы.

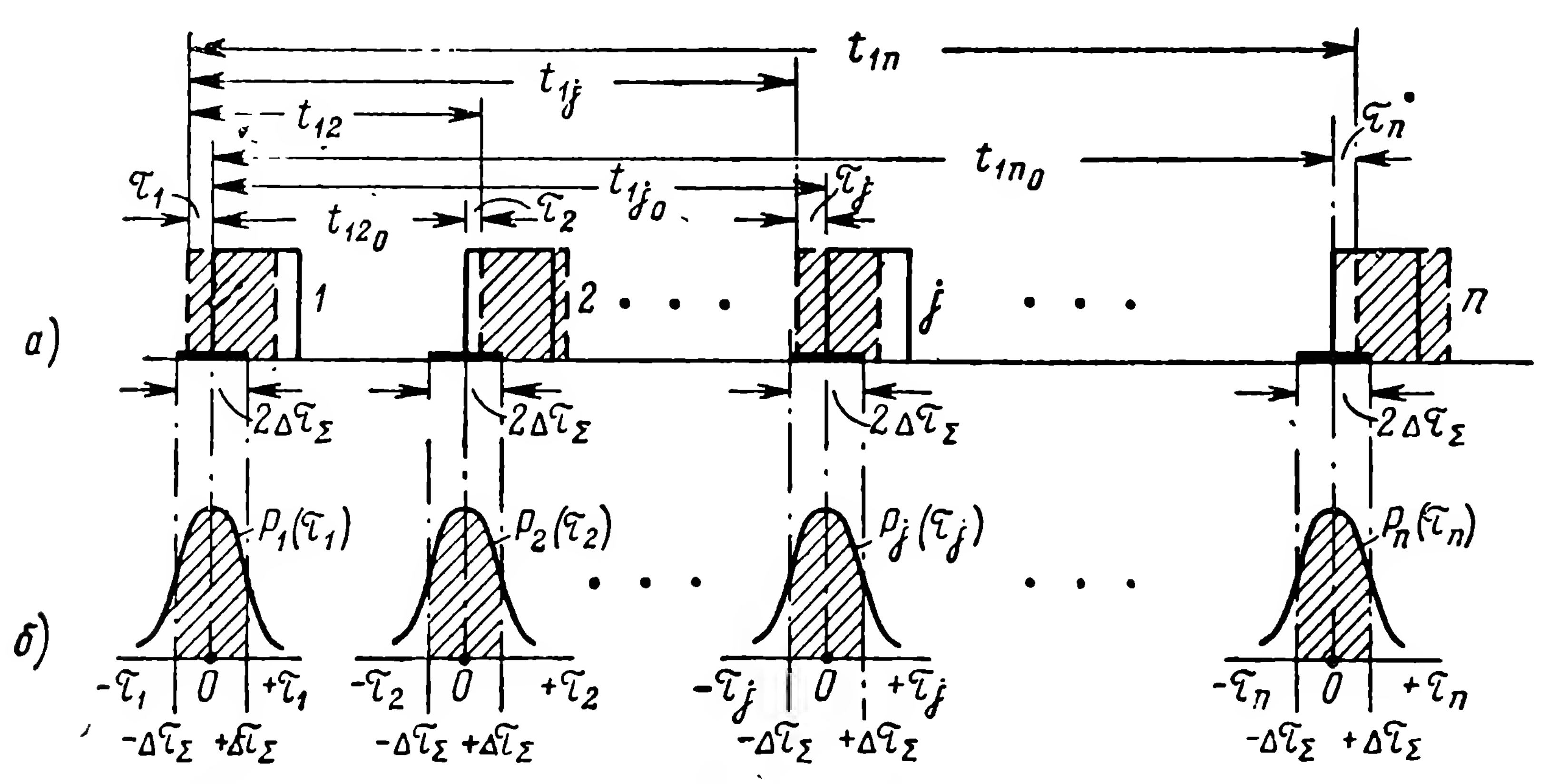


Рис. 7.28. Смещения импульсов в кодовой группе при наличии флюктуационной помехи.

Временные интервалы между первым и любым другим импульсом кодовой группы равны

$$t_{12_0},\ t_{13_0}, \ldots, t_{1j_0}, \ldots, t_{1n_0}.$$

При воздействии шумов временные интервалы между импульсами кодовой группы на выходе спусковой схемы отличаются от интервалов на ее входе и равны

$$t_{12},\ t_{13}, \ldots, t_{1j}, \ldots t_{1n}.$$

Случайные временные смещения τ_j каждого из импульсов этой группы на выходе спусковой схемы будут подчиняться определенному закону распределения вероятностей $P_j(\tau_j)$ (рис. 7.28,*б*). Будем считать, что все им-

пульсы одинаковы и корреляция между временными смещениями любой пары импульсов в кодовой группе отсутствует. Последнее предположение выполняется, если ширина спектра шумов, по крайней мере, в 2—3 раза превышает величину $\frac{1}{t_{мин}}$, где $t_{мин}$ — минимальное расстояние между импульсами внутри кодовой группы. В этом случае

$$P_1(\tau_1) = P_2(\tau_2) = \ldots = P_j(\tau_j) = \ldots = P_n(\tau_n). \tag{7.6.4}$$

Кроме того, будем считать, что допустимые сдвиги для всех импульсов кодовой группы одинаковы * и равны $\Delta\tau_\Sigma$ (рис. 7.28,*а*). Тогда подавление импульсно-временной кодовой группы будет в том случае, когда хотя бы один из импульсов этой группы сместится по отношению к первому импульсу на величину, превышающую значение максимально допустимого сдвига $\pm\Delta\tau_\Sigma$.

Будем отсчитывать смещения импульсов кодовой группы относительно первого импульса (в принципе отсчитывать смещения можно относительно любого из импульсов группы). Тогда вероятность прохождения кодовой группы может быть определена следующим образом:

$$P_{пк} = \left[\int_{-\Delta\tau_\Sigma}^{+\Delta\tau_\Sigma} P(t_x)\,dt_x\right]^{n_к - 1}, \tag{7.6.5}$$

где

$$t_x = t_{1j} - t_{1j0} = \tau_1 + \tau_j \tag{7.6.6}$$

и соответственно вероятность подавления кодовой группы

$$P_{пв} = 1 - \left[\int_{-\Delta\tau_\Sigma}^{+\Delta\tau_\Sigma} P(t_x)\,dt_x\right]^{n_к - 1}. \tag{7.6.7}$$

Следует отметить, что при $n_к = 1$ понятие допустимого сдвига $\Delta\tau_\Sigma$ теряет смысл, так как этот сдвиг может

* Для дешифратора, показанного на рис. 7.26, это предположение, строго говоря, несправедливо. Поэтому полученные ниже результаты следует рассматривать как приближенные, пригодные при сравнительно малом числе импульсов в кодовой группе.

быть определен только в отношении взаимного размещения импульсов кодовой группы.

Таким образом, задача определения вероятности подавления импульсно-временной кодовой группы шумовой помехой сводится к определению закона распределения вероятностей $P(t_x)$ взаимных случайных временных смещений t_x импульсов на выходе спусковой схемы. Установим этот закон для случая, когда рассматриваются внутренние шумы приемника при следующих упрощающих предположениях:

1. Второй детектор радиоприемника линейный. Отношение сигнал/шум на его входе выше было принято достаточно большим (превышающим 10—12 *дб*). В этих условиях можно считать, что сигнал и шум проходят через второй детектор независимо. Следовательно, напряжение флюктуационной составляющей на входе спусковой схемы будет распределено по нормальному закону.

2. Характеристика усилителя промежуточной частоты прямоугольная, а полоса пропускания видеоусилителя $\Delta F_{\text{вд}}$ превышает половину ширины полосы пропускания усилителя промежуточной частоты $\left(\Delta F_{\text{вд}} \geqslant \frac{\Delta f_{\text{пч}}}{2}\right)$. В подобных условиях выражение для энергетического спектра шумов на входе спусковой схемы может быть написано в следующем виде:

$$G_{\text{д}}(f) = 2G_{\text{ш}} \text{ при } 0 < f \leqslant \frac{\Delta f_{\text{пч}}}{2},$$
$$G_{\text{д}}(f) = 0 \text{ при } f > \frac{\Delta f_{\text{пч}}}{2}, \tag{7.6.8}$$

где $G_{\text{ш}}$ — плотность энергетического спектра шумов на входе УПЧ.

Коэффициент усиления всего приемного тракта от входа УПЧ до входа спусковой схемы при этом условно принят равным единице.

Мощность шума на входе УПЧ и на входе спусковой схемы будет равна

$$\mathcal{P}_{\text{ш}} = G_{\text{ш}} \Delta f_{\text{пч}}. \tag{7.6.9}$$

Из формулы (7.6.2) следует, что при $S_{\text{фр}} = \text{const}$ случайные временные смещения импульсов на выходе

спусковой схемы будут распределены по нормальному закону. Следовательно,

$$P_j(\tau_j)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2_{\text{фр}}}}e^{-\frac{\tau_j^2}{2\sigma^2_{\text{фр}}}}, \qquad (7.6.10)$$

где $\sigma^2_{\text{фр}}$ — дисперсия случайной величины τ_j, т. е. дисперсия временных смещений фронтов импульсов.

В соответствии с формулой (6.7.4) можем написать

$$\sigma^2_{\text{фр}}=\frac{\mathscr{P}_{\text{ш}}}{S^2_{\text{фр}}}. \qquad (7.6.11)$$

Известно, что закон распределения суммы двух независимых случайных величин τ_1 и τ_j, каждая из которых распределена по нормальному закону, с одинаковыми дисперсиями $\sigma^2_{\text{фр}}$ может быть записан в следующем виде:

$$P(\tau_1+\tau_j)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sqrt{2\sigma^2_{\text{фр}}}}e^{-\frac{(\tau_1+\tau_j)^2}{2(2\sigma^2_{\text{фр}})}}. \qquad (7.6.12)$$

Следовательно, закон распределения взаимных временных сдвигов t_x между первым и любым импульсом кода следует записать следующим образом:

$$P(t_x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}}e^{-\frac{t_x^2}{2\sigma_t^2}}, \qquad (7.6.13)$$

где

$$\sigma_t^2=2\sigma^2_{\text{фр}}, \qquad (7.6.14)$$

т. е. дисперсия взаимных сдвигов импульсов на выходе спусковой схемы равна удвоенной дисперсии временных смещений каждого из импульсов.

После подстановки выражения (7.6.13) в выражение (7.6.7) получим

$$P_{\text{пв}}=1-\left[\frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}}\int\limits_0^{\Delta\tau_\Sigma}e^{-\frac{t_x^2}{2\sigma_t^2}}dt_x\right]^{n_{\text{к}}-1}. \qquad (7.6.15)$$

Преобразуем полученные соотношения. Введем табулированный интеграл вероятности

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Тогда

$$\frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_t} \int_0^{\Delta\tau_\Sigma} e^{-\frac{t_x^2}{2\sigma_t^2}} dt_x = \Phi\left(\frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sigma_t}\right). \qquad (7.6.16)$$

Следовательно,

$$P_{\text{пв}} = 1 - \left[\Phi\left(\frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sigma_t}\right)\right]^{n_{\text{к}}-1}.$$

Назовем жесткостью селекции дешифратора импульсно-временных кодовых групп следующую величину:

$$\mu_{\text{к}} = \frac{\tau_u}{2\Delta\tau_\Sigma}. \qquad (7.6.17)$$

Учитывая выражения (7.6.14), (7.6.11), (7.6.3), выражаем аргумент интеграла вероятности через жесткость селекции $\mu_{\text{к}}$ и мощность сигнала и помехи на входе приемника

$$\frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sigma_t} = \frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sqrt{2}} \frac{S_{\text{фр}}}{\sqrt{\mathscr{P}_{\text{ш}}}} = \frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sqrt{2}\,\tau_{\text{фр}}} \frac{U_u}{\sqrt{\mathscr{P}_{\text{ш}}}}.$$

Принимая, что импульс на выходе УПЧ имеет почти треугольную форму, т. е. $\tau_u \approx \tau_{\text{фр}}$ (ширина импульса измеряется на уровне 0,5), и учитывая $U_u = \sqrt{2\mathscr{P}_{\text{с}}}$, а также выражение (7.6.17), имеем

$$\frac{\Delta\tau_\Sigma}{\sigma_t} \approx \frac{1}{2\mu_{\text{к}}} \sqrt{\frac{\mathscr{P}_{\text{с}}}{\mathscr{P}_{\text{ш}}}}. \qquad (7.6.18)$$

Вероятность подавления кодовой группы теперь может быть выражена как

$$P_{\text{пв}} = 1 - \left[\Phi\left(\frac{1}{2\mu_{\text{к}}} \sqrt{\frac{\mathscr{P}_{\text{с}}}{\mathscr{P}_{\text{ш}}}}\right)\right]^{n_{\text{к}}-1}. \qquad (7.6.19)$$

Таким образом, вероятность подавления кодовых групп увеличивается с увеличением значности кода $n_к$ и с увеличением жесткости селекции $\mu_к$ и уменьшается при возрастании отношения сигнал/шум.

Рассмотрим следующий пример.

Будем считать, что $\mu_к = 1$, $n_к = 3$. Определим вероятность подавления при $\frac{\mathcal{P}_с}{\mathcal{P}_ш} = 10$. Используя формулу (7.6.19), нетрудно подсчитать, что при этих условиях

$$P_{пв} \approx 0{,}2.$$

Установив вероятность подавления отдельных импульсно-временных кодовых групп, перейдем к определению чувствительности радиоприемного устройства рассматриваемой линии радиотелеуправления.

Как и выше, под чувствительностью радиоприемного устройства будем понимать минимально допустимое значение мощности полезного сигнала в импульсе на входе приемника, при котором ошибка наведения из-за шумов приемника имеет предельно допустимое значение.

Для рассматриваемой двухканальной радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ для каждого из каналов заданное значение ошибки наведения должно быть выражено через вероятность подавления тактовой и рабочей кодовых групп. Если подобная задача решена, то значение максимально допустимой вероятности подавления тактовой и рабочей кодовых групп будет задано.

Чувствительность радиоприемного устройства можно выразить через максимально допустимую вероятность подавления одной из кодовых групп, входящих в состав полезного сигнала. Поскольку уравнение (7.6.19) аналитически не решается, определить допустимое отношение $\frac{\mathcal{P}_с}{\mathcal{P}_ш}$ по заданному значению вероятности $P_{пв}$ можно графически или численным подбором по таблицам функции $\Phi(x)$. Определив отношение $\frac{\mathcal{P}_с}{\mathcal{P}_ш}$, можно найти требуемую чувствительность приемного устройства по заданному значению $\mathcal{P}_ш = G_ш \Delta f_{пч}$.

4. Выбор допустимого значения вероятности подавления импульсно-временной кодовой группы

Перейдем теперь к рассмотрению особенностей работы радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ в составе замкнутого контура системы управления.

Подавление части тактовых и рабочих кодов приводит к появлению флюктуаций напряжения на выходе радиолинии [11]. Кроме того, подавление кодов приводит к изменению параметров приемного устройства, а значит, и параметров всего контура регулирования в целом [90]. Рассмотрим этот вопрос более подробно. Начнем с определения коэффициента передачи приемного устройства $K_п$. При отсутствии помех коэффициент передачи приемного устройства определяется так же, как для радиолинии ШИМ-ЧМн-АМ, соотношением (7.5.12в)

$$K_п = \frac{u_к}{\gamma_к},$$

где $\gamma_к$ — коэффициент команды, определенный на входе приемного устройства;

$u_к$ — постоянная составляющая напряжения на выходе демодулятора временных интервалов.

При передаче постоянной по величине команды тактовые и рабочие импульсы следуют периодически. Также периодически происходит перебрасывание соответствующего триггера 7-I или 7-II (рис. 7.24). Ток через первую лампу (левый триод) демодулятора временных интервалов (рис. 7.19) имеет вид периодических импульсов длительностью T_1 с периодом $T_{мн}$, а через вторую лампу — с длительностью T_2 и тем же периодом. Соответственно напряжение на выходе радиоканала определяется выражением (7.5.12а), а коэффициент передачи — выражением (7.5.12б). Предположим теперь, что в результате действия помехи некоторые из тактовых и рабочих кодов будут подавлены. Импульс, соответствующий тактовому коду, переводит триггер в первое устойчивое состояние (взводит триггер). Следовательно, подавление одного тактового кода приведет к тому, что в соответствующем периоде триггер не будет взведен и останется во втором устойчивом состоянии в течение всего периода, до прихода следующего такто-

вого кода. Аналогично при подавлении одного рабочего кода триггер в течение всего периода останется в первом устойчивом состоянии. Таким образом, при случайных подавлениях кодов последовательности импульсов тока через лампы демодулятора уже не будут периодическими. Постоянная составляющая тока каждой из ламп, а соответственно, и значение $u_к$ изменяется, что приводит к изменению коэффициента передачи приемного устрой-

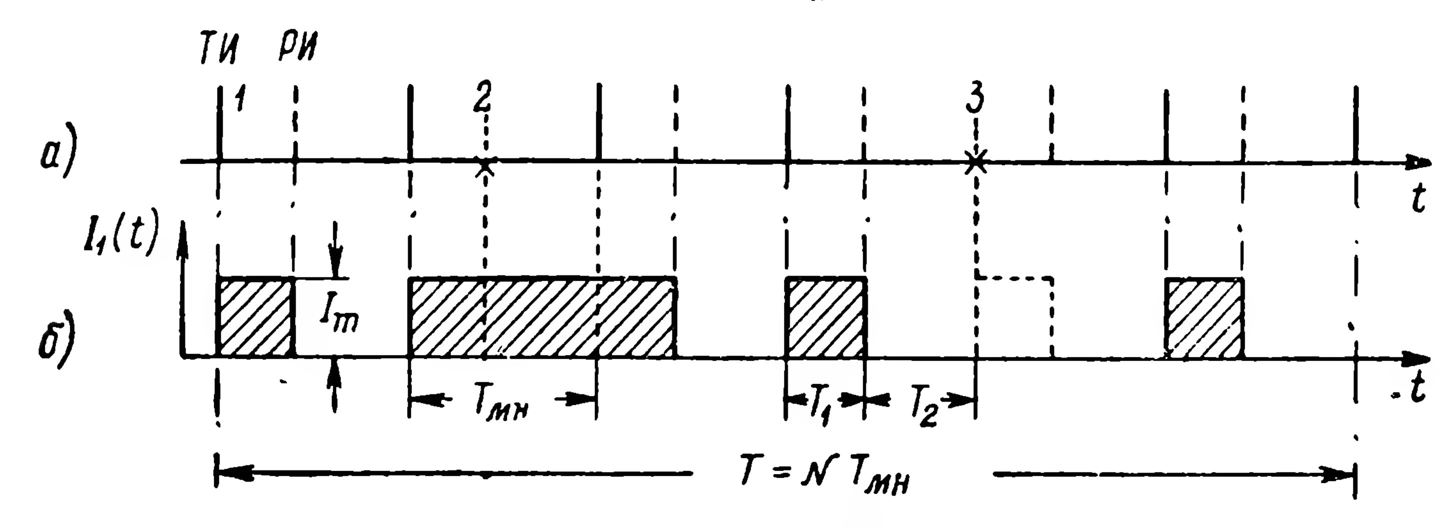


Рис. 7.29. Тактовые и рабочие импульсы на входе триггера (*а*) и импульсы напряжения на нагрузке первой лампы демодулятора временных интервалов (*б*):

1—тактовый и рабочий код не подавлены; *2*—подавлен рабочий код; *3*—подавлен тактовый код.

ства. Рассмотрим процесс изменения тока одной из ламп демодулятора (рис. 7.29) в течение отрезка времени $T = NT_{мн}$ при $N \gg 1$. Общее число периодов N может быть разбито на три группы, число периодов в которых обозначим K_1; K_2; K_3, причем

$$N = K_1 + K_2 + K_3,$$

где K_1 — число периодов, в которых длительность импульса тока равна T_1;

K_2 — число периодов, в которых длительность импульса тока равна $T_{мн}$;

K_3 — число периодов, в которых ток отсутствует.

Постоянную составляющую определим, как

$$\overline{I}_1 = \frac{1}{T}\int_0^T I_1(t)\,dt = \frac{1}{T}\left\{K_1\int_0^{T_1} I_m dt + K_2\int_0^{T_{мн}} I_m dt\right\} =$$

$$= \frac{1}{T}K_1 I_m T_1 + \frac{1}{T}K_2 I_m T_{мн} = \frac{K_1}{N}\frac{T_1}{T_{мн}}I_m + \frac{K_2}{N}I_m. \qquad (7.6.20)$$

Если процесс можно считать установившимся и N достаточно велико, то величины K_1/N и K_2/N можно рассматривать как вероятности соответствующих событий

$$\frac{K_1}{N} = P_{T_1}; \quad \frac{K_2}{N} = P_{T_{\text{мн}}}. \qquad (7.6.21)$$

Таким образом,

$$\overline{I}_1 = I_m\left(P_{T_1}\frac{T_1}{T_{\text{мн}}} + P_{T_{\text{мн}}}\right). \qquad (7.6.22)$$

При симметричном демодуляторе временных интервалов токи первой и второй ламп связаны равенством

$$I_2(t) = I_m - I_1(t). \qquad (7.6.23)$$

Отсюда следует, что

$$\overline{I}_2 = I_m - \overline{I}_1, \qquad (7.6.24)$$

где $\overline{I}_2$ — постоянная составляющая тока второй лампы.

Напряжение команды $u_\text{к}$ будет равно

$$u_\text{к} = K_{\text{дн}}(\overline{I}_1 - \overline{I}_2)R_\text{н} = K_{\text{дн}}R_\text{н}(2\overline{I}_1 - I_m). \qquad (7.6.25)$$

Подставляя сюда равенство (7.6.22), получаем

$$u_\text{к} = K_{\text{дн}}R_\text{н}I_m\left(2P_{T_1}\frac{T_1}{T_{\text{мн}}} + 2P_{T_{\text{мн}}} - 1\right). \qquad (7.6.26)$$

Коэффициент команды определяется соотношением временных интервалов и может быть записан как

$$\chi_\text{к} = \frac{T_1 - T_2}{T_{\text{мн}}} = \frac{2T_1 - T_{\text{мн}}}{T_{\text{мн}}} = \frac{2T_1}{T_{\text{мн}}} - 1. \qquad (7.6.27)$$

Откуда

$$\frac{2T_1}{T_{\text{мн}}} = 1 + \chi_\text{к}. \qquad (7.6.28)$$

Подставляя равенство (7.6.28) в соотношение (7.6.26), находим

$$u_\text{к} = K_{\text{дн}}I_mR_\text{н}P_{T_1}\chi_\text{к} + K_{\text{дн}}I_mR_\text{н}(P_{T_1} + 2P_{T_{\text{мн}}} - 1). \qquad (7.6.29)$$

Сравнивая полученное выражение с равенством (7.5.12а), для значения напряжения $u_к$ в отсутствие помех

$$u_к = K_{дн} R_н I_m \chi_к$$

найдем характер изменений, которые произошли с линейной характеристикой рассматриваемого звена. Во-первых, уменьшился коэффициент передачи

$$K'_п = K_п P_{T_1} \qquad (7.6.30)$$

и, во-вторых, характеристика сдвинулась на величину

$$K_{дн} I_m R_н (P_{T_1} + 2P_{T_{мн}} - 1),$$

т. е. при передаче нулевой команды ($\chi_к = 0$) на выходе радиолинии будет отличное от нуля напряжение.

Уменьшение коэффициента передачи делает систему регулирования более инерционной. Следовательно, увеличатся динамические ошибки, а при дальнейшем уменьшении величины P_{T1} полностью нарушится работа системы управления.

Появление постоянного сдвига характеристики приемника можно рассматривать как действие источника постоянного напряжения помехи $\Delta u_{пх}$, приложенного на выходе радиоприемного устройства в точке *1* (рис. 7.10), причем

$$\Delta u_{пх} = K_{дн} I_m R_н (P_{T_1} + 2P_{T_{мн}} - 1). \qquad (7.6.31)$$

Можно показать, что например, в системе управления, контур которой изображен на рис. 7.10, это вызовет изменение угла $\psi_с$ на некоторый постоянный угол $\Delta\psi$. Учитывая, что звено $\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)$ содержит множитель вида $\frac{1}{j\omega}$, найдем значение установившейся ошибки

$$\Delta\psi_с = \frac{\Delta u_{пх}}{\Phi_{вс}(0)\, \Phi_{фд}(0) K_E K_п}. \qquad (7.6.32)$$

Величина $\Delta\psi_с$ определяет постоянную ошибку в направлении движения снаряда. Система регулирования будет в равновесии, когда управляемый снаряд движет-

ся под углом $\Delta\psi_c$ к необходимому направлению. Напряжение на выходе радиовизира в это время отлично от нуля

$$u_{\text{к } z_0} = \Delta\psi_c \Phi_{\text{вс}}(0) \Phi'_{\text{фд}}(0). \qquad (7.6.33)$$

Передаваемый коэффициент команды также не равен нулю, и соответствующее приращение напряжения $u_{\text{к}z}$ на выходе приемника компенсирует изменение, вызванное помехой.

В системе управления, где датчиком команд управляет оператор, наблюдающий за показаниями радиовизира снаряда, ошибка смещения $\Delta\psi_c$ может быть устранена. В этом случае система будет в равновесии, когда снаряд движется в заданном направлении, но оператор отвел датчик команд от нулевого положения и передает команду, компенсирующую действие помехи.

Следует отметить, что аналогичный результат достигается при автоматическом управлении, если в замкнутый контур (рис. 7.10) после радиовизира ввести еще интегрирующее звено.

Вернемся теперь к выражению (7.6.29), определяющему изменение характеристики приемного устройства под действием помехи. Величины вероятностей P_{T_1} и $P_{T_{\text{мн}}}$, входящие в это выражение, могут быть определены через вероятности подавления тактового и рабочего кодов.

Будем считать, что подавления отдельных кодовых групп являются взаимонезависимыми случайными событиями. Выделим один период частоты передачи команд $T_{\text{мп}}$ и определим, какова вероятность того, что импульс тока демодулятора в этом периоде имеет длительность T_1 (т. е. найдем P_{T1}). Интересующее нас событие (появление импульса длительностью T_1) может иметь место при следующих гипотезах (рис. 7.30):

1. В рассматриваемый период прошел рабочий и тактовый код. Подавления кодов в любые другие периоды при этом несущественны (рис. 7.30,*а*). Вероятность этой гипотезы

$$P_1 = P_T P_{\text{рб}}, \qquad (7.6.34)$$

где P_T, $P_{\text{рб}}$ — вероятности прохождения тактового и рабочего кодов соответственно.

2. В рассматриваемый период прошел рабочий код, тактовый код данного периода подавлен, рабочий код предыдущего периода также подавлен, тактовый код предыдущего периода не подавлен. События, имевшие место в любые другие периоды, несущественны (рис. 7.30,*б*). Вероятность второй гипотезы

$$P_2 = P_{рб}(1 - P_T)(1 - P_{рб})P_T. \qquad (7.6.35)$$

3. В рассматриваемый период прошел только рабочий код. В предыдущем периоде оба кода подавлены. Еще

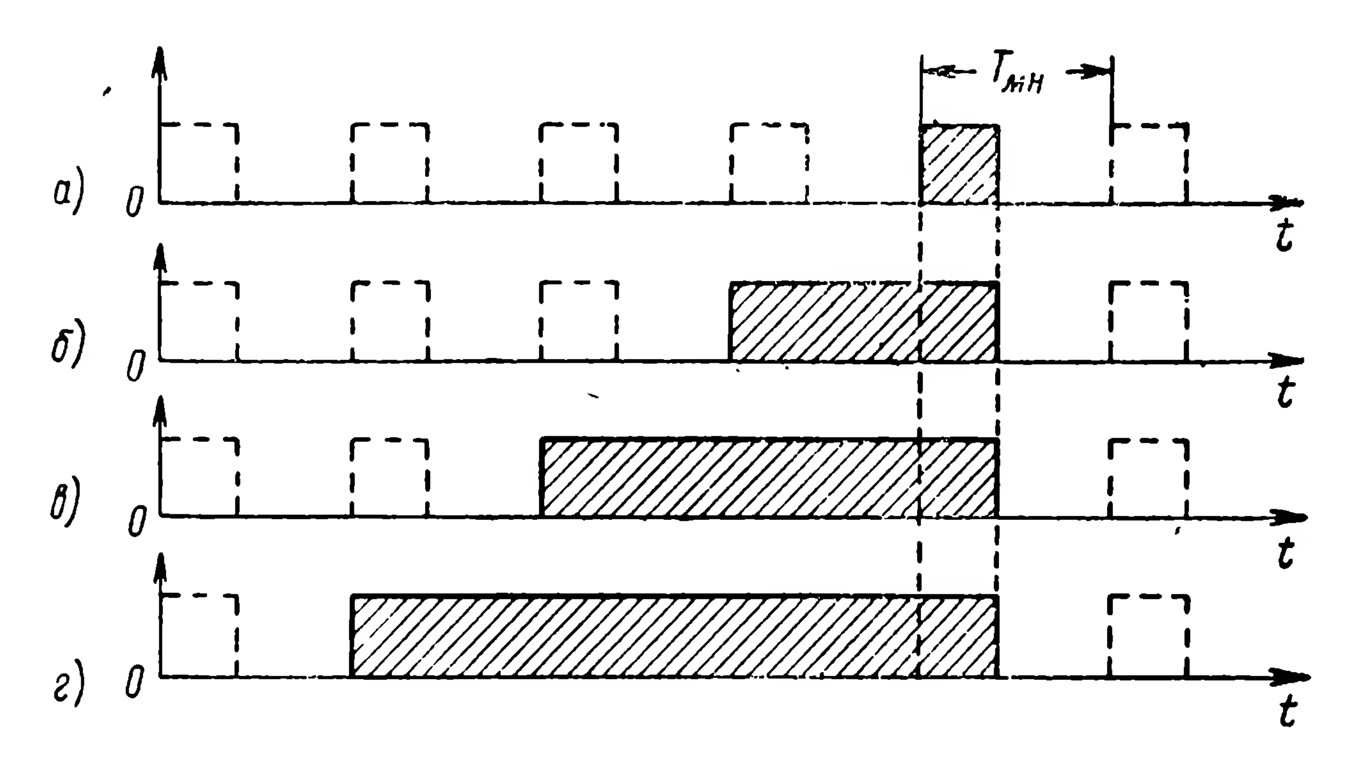


Рис. 7.30. Импульсы напряжения на нагрузке первой лампы демодулятора временных интервалов при различных гипотезах о подавлении тактовых и рабочих кодов.

одним периодом раньше прошел только тактовый код (рис. 7.30,*в*). Вероятность гипотезы

$$P_3 = P_{рб}(1 - P_T)(1 - P_{рб})(1 - P_T)(1 - P_{рб})P_T. \qquad (7.6.36)$$

Продолжая рассуждения, найдем

$$P_j = P_{рб}(1 - P_T)^{j-1}(1 - P_{рб})^{j-1}P_T. \qquad (7.6.37)$$

Согласно теореме сложения вероятностей получим

$$P_{T_1} = \sum_{j=1}^{\infty} P_j = P_{рб}P_T \sum_{j=1}^{\infty} [(1 - P_T)(1 - P_{рб})]^{j-1}. \qquad (7.6.38)$$

Полученное выражение вычисляется как сумма членов геометрической прогрессии со знаменателем, равным $(1-P_T)(1-P_{рб})$, т. е.

$$P_{T_1}=\frac{P_T P_{рб}}{1-(1-P_T)(1-P_{рб})}. \qquad (7.6.39)$$

Рассуждая аналогично предыдущему, получаем

$$P_{T_{мн}}=\frac{P_T(1-P_{рб})}{1-(1-P_T)(1-P_{рб})}. \qquad (7.6.40)$$

В частном случае, когда дешифраторы тактового и рабочего кодов имеют одинаковую жесткость селекции и число импульсов в обоих кодах также одинаково, можно считать

$$P_T=P_{рб}=1-P_{пв}, \qquad (7.6.41)$$

где $P_{пв}$ — вероятность подавления кода.

Подставляя соответствующие значения, находим

$$P_{T_1}=\frac{(1-P_{пв})^2}{1-P_{пв}^2}=\frac{1-P_{пв}}{1+P_{пв}}. \qquad (7.6.42)$$

При $P_{пв}=0{,}2$ вероятность $P_{T_1}=0{,}67$, и согласно соотношению (7.6.30) коэффициент передачи приемного устройства $K_п$ уменьшается в 1,5 раза.

Из формулы (7.6.40) получим

$$P_{T_{мн}}=\frac{P_{пв}(1-P_{пв})}{1-P_{пв}^2}=\frac{P_{пв}}{1+P_{пв}}. \qquad (7.6.43)$$

Подставляя соотношения (7.6.42) и (7.6.43) в выражение (7.6.31), находим

$$\Delta u_{пх}=0, \qquad (7.6.44)$$

т. е. для рассматриваемого частного случая изменения командного напряжения из-за подавления тактового и рабочего кодов взаимно компенсируются. Напомним, что этот результат получен для симметричного демодулятора временных интервалов, для которого справедливо

условие (7.6.23), и для одинаковых параметров тактового и рабочего кодов. При невыполнении этих условий подобной компенсации не будет.

Таким образом, мы показали, что действие помехи уменьшает коэффициент передачи приемника и может вызвать смещение нулевой команды.

Кроме того, выше упоминалось о наличии еще одного эффекта действия помехи — появления флюктуаций из-за случайного подавления кодовых групп. В спектре импульсов тока в демодуляторе из-за нарушения периодичности появляется непрерывная часть, заполняющая область низких частот. Энергия, попадающая в полосу пропускания системы, вызывает флюктуации угла ψ_c и соответственно увеличивает ошибку наведения.

7.7. РАДИОЛИНИИ УПРАВЛЕНИЯ С КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1. Блок-схема и принцип действия радиолинии КИМ-АМ

В радиолиниях КИМ-АМ передача сообщений осуществляется по методу фиксированных команд (§ 7.4). Для передачи команд здесь наиболее выгодно применить двоичный код [22, 29].

Если сигнал команды на выходе управляющего счетнорешающего прибора (или на выходе датчика команд) представляет собой непрерывное сообщение (временной интервал, напряжение, угол поворота вала), то перед подачей на модулятор передающего устройства радиолинии КИМ-АМ такой сигнал необходимо предварительно преобразовать в соответствующие последовательные двоичные коды [6].

Рассмотрим в качестве примера возможный принцип действия передающего устройства, в состав которого входит преобразователь временного интервала в последовательный двоичный код (в цифровую форму). Блок-схема такого передающего устройства приведена на рис. 7.31. Эта схема для простоты составлена только для одного канала управления, в котором используется код на три позиции (т. е. возможное число различных значений команды равно восьми). Все блоки схемы на рис. 7.31, входящие в состав преобразователя временного интервала в двоичный код, для наглядности заштрихованы.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 7.32. Значение команды на входе передающего устройства здесь задано величиной временного интервала $T_к$ между стартовым (СИ) и рабочим (РИ) импульсами (рис. 7.32, $a_т$; $a_{рб}$).

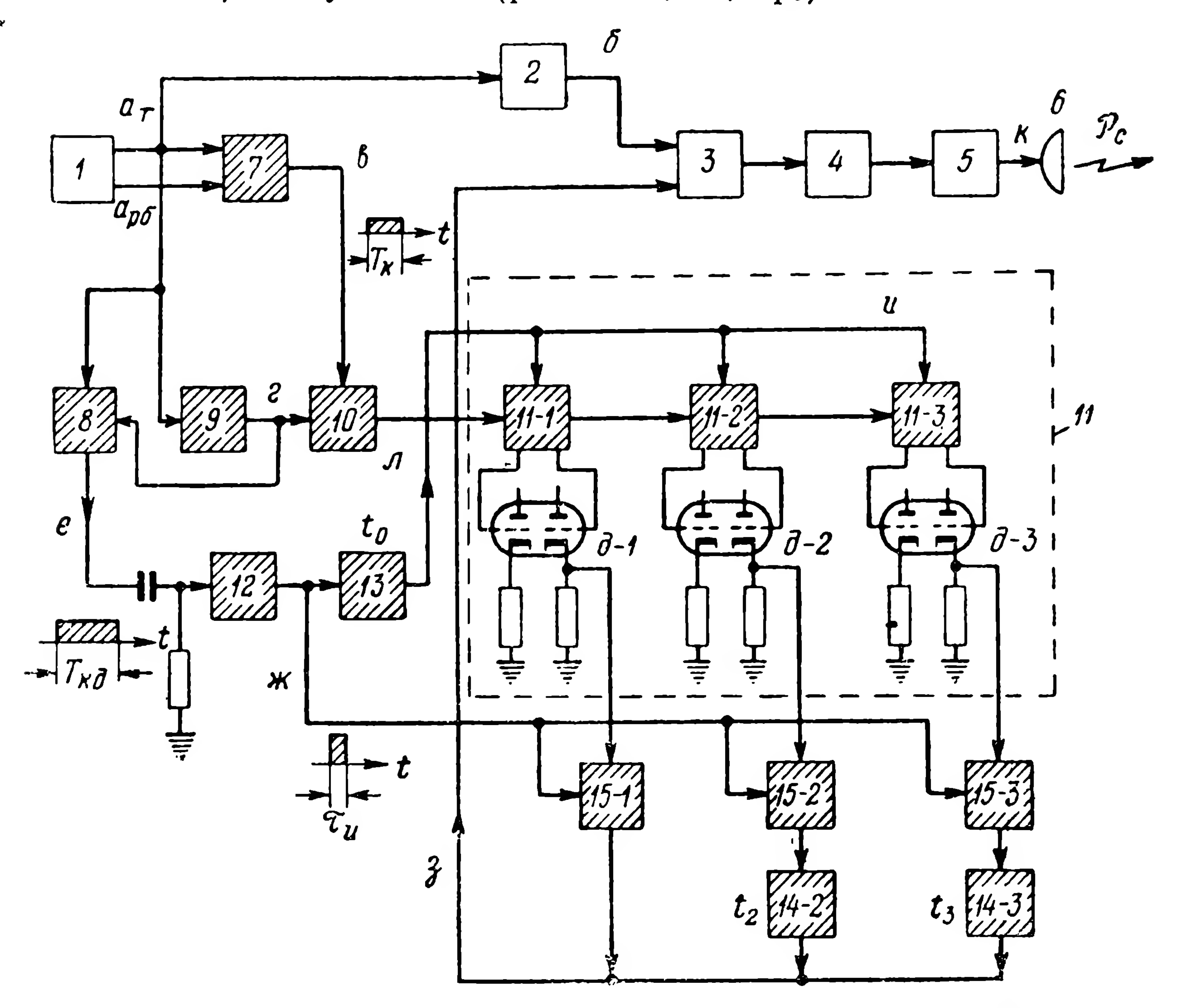


Рис. 7.31. Блок-схема передающего устройства радиолинии КИМ-АМ: 1 — управляющий счетнорешающий прибор с преобразователем или ручной датчик команд; 2 — шифратор импульсно-временных стартовых кодовых групп; 3 — суммирующее устройство; 4 — модулятор; 5 — передатчик; 6 — передающая антенна; 7 — триггер; 8 — счетчик импульсов, формирующий импульс длительностью $T_{кд}$; 9 — умножитель частоты; 10 — схема совпадений; 11 — схема формирования рабочих двоичных кодов; (11-1; 11-2 и 11-3 — пересчетные ячейки 1 : 2); 12 — схема формирования импульса считывания рабочих двоичных кодов и установки схемы формирования этих кодов на нуль; 13 — временная задержка (на время t_0); 14 — временные задержки импульсов рабочего кода; 15 — схемы совпадений.

Принцип работы преобразователя временного интервала в двоичный последовательный код можно пояснить следующим образом.

Величина временного интервала $T_к$ измеряется числом периодических импульсов $к$, укладывающихся в интервале $T_к$ (рис. 7.32, г), так, что $T_к \approx кT_i$, где $к$ — це-

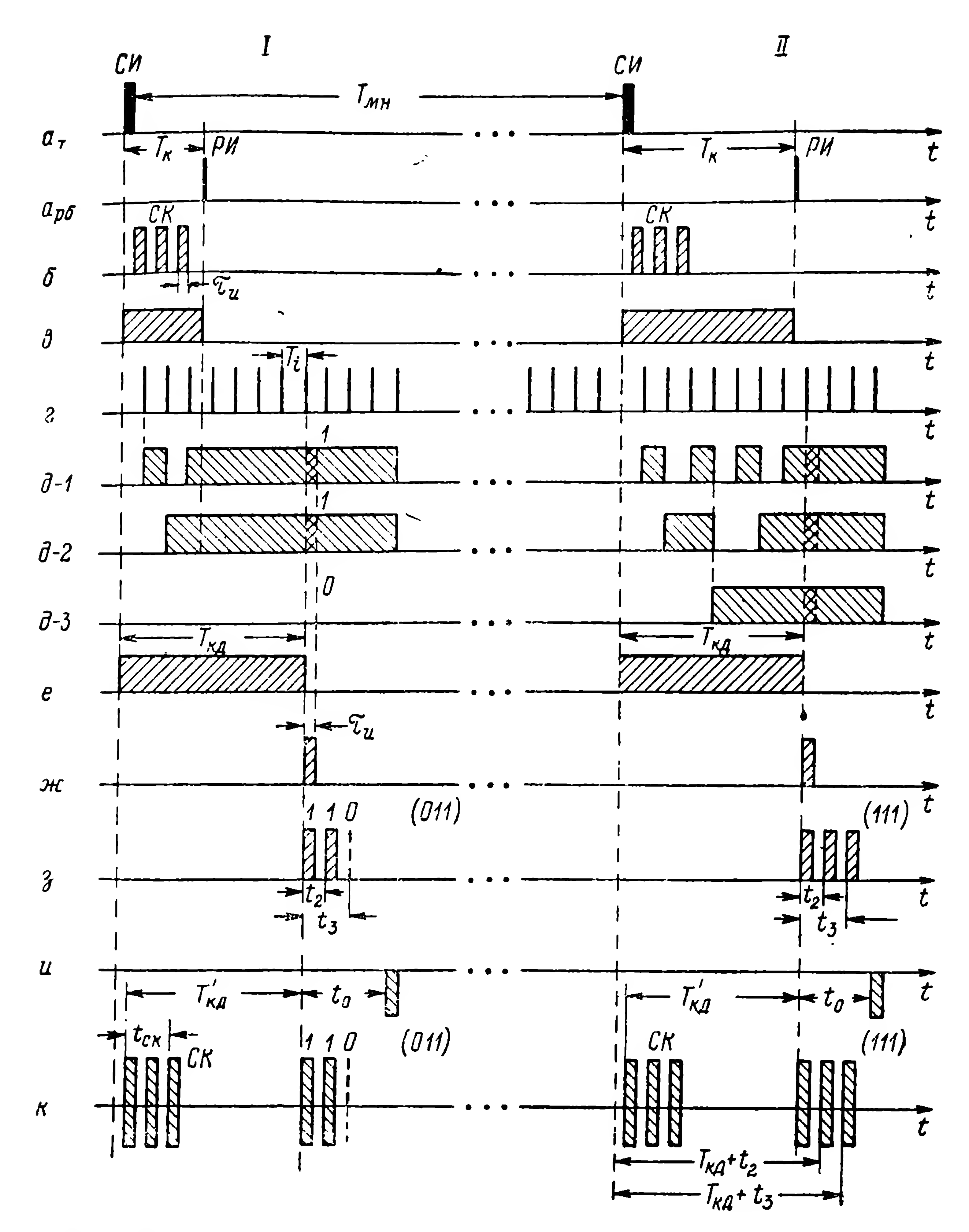


Рис. 7.32. Временные диаграммы напряжений в схеме рис. 7.31:

I — процесс формирования команды 011; *II* — процесс формирования команды 111; $a_т$ — стартовые импульсы; $a_{рб}$ — рабочие импульсы; *б* — стартовые импульсно-временные кодовые группы; *в* — импульс триггера, длительностью $T_к$; *г* — периодическая последовательность импульсов; *д-1*, *д-2*, *д-3* — напряжения на катодных сопротивлениях правых ламп триггеров пересчетных ячеек; *е* — импульс длительностью $T_{кд}$; *ж* — импульс считывания рабочих кодов; *з* — последовательные рабочие двоичные коды; *и* — импульс установки схемы формирования рабочих кодов на нуль; *к* — импульсы на выходе передатчика.

лое число ($к=1$; 2; 3; ...), а T_i — период повторения импульсов. Эти импульсы в схеме рис. 7.31 вырабатываются умножителем частоты повторения стартовых импульсов *9*.

Временной интервал $T_к$ задается в виде импульса триггера *7* (точка *в*), который взводится стартовым импульсом $a_т$ и спускается рабочим $a_{рб}$. Импульс триггера открывает схему совпадения *10*, которая пропустит при этом *к* импульсов на схему формирования рабочего кода *11*. Схема формирования рабочего кода состоит из $n_{кд}$ последовательно включенных триггеров (*11-1, 11-2, 11-3*). Триггеры соединены так, что каждые два срабатывания предыдущего триггера вызывают срабатывание последующего. Таким образом, каждый триггер является пересчетной схемой 1 : 2. В начальном состоянии все триггеры находятся в первом устойчивом положении, при котором левые катодные повторители каждого триггера открыты, а правые закрыты.

Результат измерения *к* определяется по положению триггеров схемы *11* к концу подсчета. Если первое устойчивое положение каждого триггера принять за нуль, а второе — за единицу, то положение триггеров записывает число *к* в двоичной системе счисления. Число триггеров $n_{кд}$ соответствует числу разрядов двоичного кода. При $n_{кд}$ разрядах можно передать значения *к* от 0 до $N_к - 1$, где $N_к = 2^{n_{кд}}$.

Таблица 1.7

Команда	Временной интервал $T_к$	Число импульсов на выходе схемы совпадений	Состояние триггеров в схеме формирования кодов		
			11-1	11-2	11-3
000	$T_к < T_i$	0	—	—	—
001	$T_i \leq T_к < 2T_i$	1	+	—	—
010	$2T_i \leq T_к < 3T_i$	2	—	+	—
011	$3T_i \leq T_к < 4T_i$	3	+	+	—
100	$4T_i \leq T_к < 5T_i$	4	—	—	+
101	$5T_i \leq T_к < 6T_i$	5	+	—	+
110	$6T_i \leq T_к < 7T_i$	6	—	+	+
111	$7T_i \leq T_к < 8T_i$	7	+	+	+

Порядок формирования рабочих двоичных кодов наглядно пояснен в табл. 1.7.

В данной таблице знак «+» означает, что открыт правый катодный повторитель соответствующего триггера, а знак «—» означает, что открыт левый катодный повторитель.

Команда считывается со схемы формирования при подаче импульса считывания, который формируется с помощью счетчика *8* и спусковой схемы 12. При поступлении стартового импульса на вход счетчика импульсов на его выходе возникает напряжение (рис. 7.32,*е*), которое остается до тех пор, пока на другой вход счетчика не поступит с умножителя частоты *9* $N_к = 2^{n_{кд}}$ импульсов (в данном случае 8 импульсов).

Таким образом, длительность импульса на выходе счетчика *8* будет равна (рис.7.32,*е*)

$$T_{кд} = 2^{n_{кд}}\ T_i.$$

По заднему фронту этого импульса в блоке *12* формируется импульс считывания рабочих кодов (точка *ж*), имеющий длительность τ_u. Этот импульс подается на схемы совпадения *15*, которые открываются напряжениями, поступающими с триггеров схемы *11*. Импульс считывания проходит только через открытые схемы совпадения, т. е. через те разряды, в которых записана единица.

Для получения последовательного импульсного двоичного кода импульсы со схем совпадения снимаются через элементы временной задержки *14-2* и *14-3*. Длительность задержки для второго разряда выбрана равной $t_2 = t_i$, а для импульсов третьего разряда — равной $t_3 = 2t_i$. Импульс низшего (первого) разряда снимается со схемы формирования без дополнительной задержки. При таком порядке съема импульсы рабочего кода в радиоканал поступают в порядке возрастания определяемых ими разрядов. Поэтому обозначения команд на рис. 7.32 начинаются с первого разряда, если читать слева направо (в скобках даны обозначения команд в обычном написании: при чтении слева направо первым идет наиболее высокий разряд, используемый в двоичном коде).

После того, как со схемы формирования снят последовательный двоичный код, отображающий передаваемую команду, схема формирования должна быть приведена в исходное состояние, или, как иногда говорят, установлена на нуль. Для установки схемы на нуль может быть использован импульс считывания, который предварительно задерживается в элементе временной задержки *13* на время $t_0 > t_3 + \tau_u$ и подается на все триггеры схемы формирования рабочего двоичного кода. В результате подачи этого импульса на триггеры последние опрокидываются таким образом, что все левые катодные повторители оказываются открытыми, а правые — закрытыми.

Рабочие коды отделяются друг от друга стартовыми импульсно-временными кодовыми группами, которые формируются в шифраторе *2* (точка *б*) так же, как и в линии ВИМ(ИВК)-АМ (§ 7.6). Стартовые и рабочие группы суммируются в блоке *3* и поступают на модулятор передатчика *4*. Излучаемый сигнал представляет собой последовательность стартовых и рабочих кодовых групп, сдвинутых на интервал $T'_{кд}$ (рис. 7.32,*к*).

Сигналы с пункта управления принимаются радиоприемником, расположенным на борту управляемого снаряда. В приемном тракте осуществляется обратное преобразование импульсного двоичного кода в напряжение командного сигнала.

На рис. 7.33 приведен возможный вариант схемы радиоприемного тракта одного канала КИМ-АМ для случая передачи команд только одного знака. Временные диаграммы, поясняющие работу этой схемы, приведены на рис. 7.34.

Импульс, возникающий на выходе дешифратора стартовых кодовых групп *6*, поступает на элемент временной задержки *7*, задерживающий импульс на время $\Delta T_з = T'_{кд} - t_{ск} - \delta t$, где $t_{ск}$ — длительность стартового кода. Таким образом, импульс на выходе дешифратора появится несколько раньше (на время δt), чем первый импульс рабочего кода (рис. 7.34,*в*). Временное опережение обеспечивает своевременную готовность схемы демодулятора сигналов команд к приему рабочего кода.

Импульс с выхода элемента временной задержки *7* выполняет две функции: во-первых, устанавливает на нуль триггеры *13* демодулятора сигналов команд и тем

самым закрывает все выходные усилители *14*, в результате чего устанавливается $u_к=0$, и, во-вторых, запускает схему *8* формирования группы из $n_{кд}+1=4$ импульсов, следующих через интервалы времени, равные t_i. Эта группа импульсов поступает на матричную схему *9*, аналогичную схеме, описанной в гл. 6 (рис. 6.27). Первые

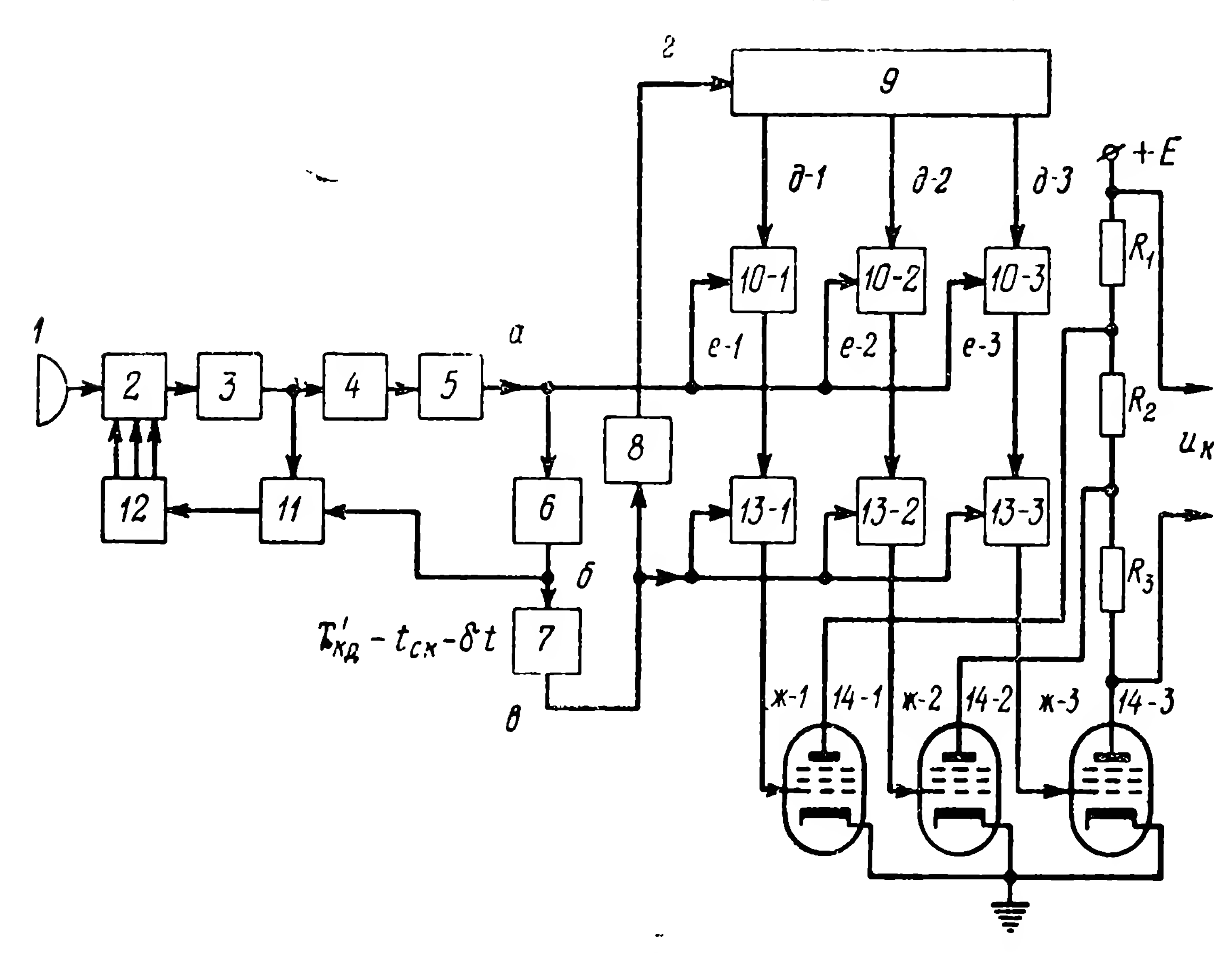


Рис. 7.33. Блок-схема одного канала радиоприемного тракта линии радиотелеуправления КИМ-АМ:

1—приемная антенна; *2*—преобразователь и УПЧ; *3*—выходной каскад УПЧ; *4*—амплитудный детектор; *5*—видеоусилитель; *6*—дешифратор стартовых импульсно-временных кодовых групп; *7* — элемент временной задержки на время $(T'_{кд}-t_{ск}-\delta t)$; *8*—блок формирования группы из четырех импульсов; *9*—матричный коммутатор; *10*—схемы совпадений; *11*—схема совпадения в цепи АРУ; *12*—АРУ; *13*—триггеры демодулятора команд; *14*—выходные усилители.

три импульса управляют матричной схемой. Последний из них возвращает матричную схему в исходное состояние (рис. 7.34). Таким образом, стартовая импульсно-временная кодовая группа обеспечивает «стирание» предыдущей команды и подготовку демодулятора команд к приему сигнала новой команды.

Импульсы с выхода матричной схемы (точки *д*) последовательно открывают схемы совпадений *10* в те промежутки времени, когда на эти схемы могут посту-

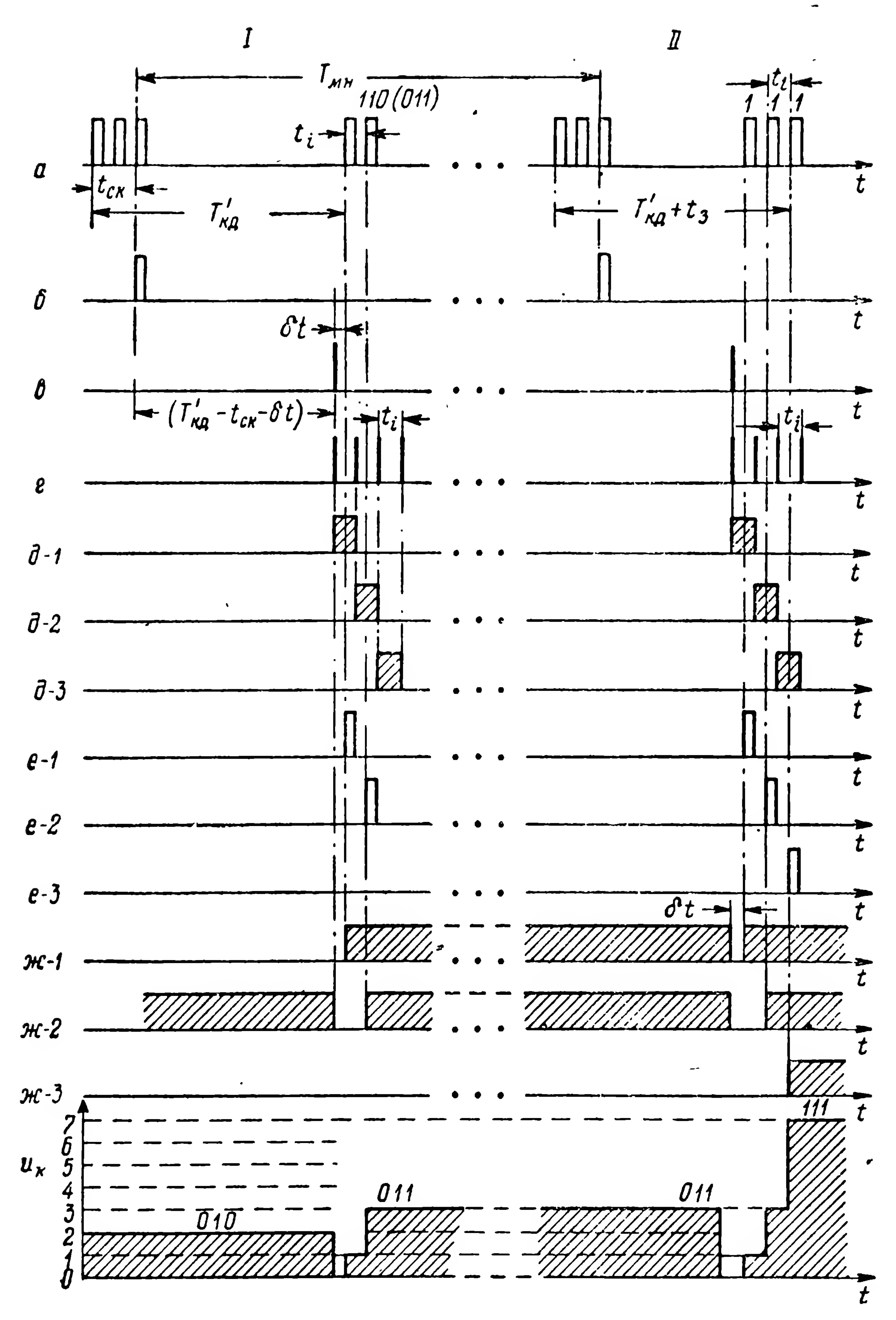


Рис. 7.34. Временные диаграммы напряжений в схеме рис. 7.33:

I — процесс демодуляции команды 011; *II* — процесс демодуляции команды 111; *а* — импульсы на выходе радиоприемного устройства; *б* — импульс на выходе дешифратора стартового кода; *в* — стартовый импульс на выходе линии задержки; *г* — импульсы, управляющие матричным коммутатором; *д-1*, *д-2*, *д-3* — импульсы матричного коммутатора; *е-1*, *е-2*, *е-3* — импульсы рабочего кода после схемы совпадения; *ж-1*; *ж-2*, *ж-3* — напряжения, управляющие выходными усилителями.

пить импульсы соответствующих разрядов рабочего двоичного кода (наличие импульса соответствует 1 в данном разряде, а отсутствие — 0). Таким образом, появление импульса первого разряда приведет к срабатыванию триггера *13-1*, импульса второго разряда — триггера *13-2* и импульса высшего (в данном случае третьего разряда) — триггера *13-3*.

Триггер, взведенный импульсом того или иного разряда рабочего кода, открывает соответствующий выходной усилитель. Напряжение командного сигнала $u_к$ формируется за счет тока через анодные сопротивления этих усилителей. Для того чтобы выходное напряжение $u_к$ соответствовало переданной команде, необходимо, чтобы напряжения, создаваемые токами ламп *14-1*, *14-2*, *14-3*, относились, как 1 : 2 : 4. При одинаковых токах это достигается следующим выбором сопротивлений в нагрузке:

$$R_1 = R_2 = R_0,$$

$$R_3 = 2R_0,$$

$$\cdots\cdots\cdots$$

$$R_{n_{кд}} = 2^{(n_{кд}-2)} R_0.$$

Значение сопротивления R_0 определяется характеристиками ламп и заданным пределом изменения напряжения командного сигнала $u_к$ на выходе радиоприемного устройства.

Порядок формирования напряжения командного сигнала в схеме рис. 7.33 может быть наглядно пояснен с помощью табл. 2.7.

В этой таблице I_0 — значение анодного тока каждого из усилителей *14*. Значения напряжений командного сигнала $u_к$ подсчитаны для случая, когда $I_0 = 1$ *ма*; $R_0 = 1000$ *ом*.

Недостатком этой схемы является то, что выход ее не может быть заземлен. Возможно осуществить и такую схему, в которой один из выходных проводов заземляется. Для демодуляции команд, например, используют схему, в которой триггеры и усилители заменены тиратронами. Командный сигнал в этом случае можно будет снимать с небольшого катодного сопротивления, общего для всех тиратронов.

Таблица 2.7

Команда	Состояние выходных усилителей			Токи, протекающие через анодные сопротивления			$u_к$
	14-1	*14-2*	*14-3*	$R_1=R_0$	$R_2=R_0$	$R_3=2R_0$	
000	—	—	—	0	0	0	0
001	+	—	—	I_0	0	0	1
010	—	+	—	I_0	I_0	0	2
011	+	+	—	$2I_0$	I_0	0	3
100	—	—	+	I_0	I_0	I_0	4
101	+	—	+	$2I_0$	I_0	I_0	5
110	—	+	+	$2I_0$	$2I_0$	I_0	6
111	+	+	+	$3I_0$	$2I_0$	I_0	7

Примечание. Знак „—" означает закрытый усилитель, „+" означает открытый.

Недостатком метода КИМ-АМ является относительная сложность схемы демодулятора команд на борту снаряда особенно при больших значениях $n_{кд}$. Это непосредственно следует из рассмотрения рис. 7.33, если учесть, что на снаряд во многих случаях необходимо передавать не менее двух знакопеременных команд.

2. Основные соотношения и некоторые характеристики кодово-импульсной модуляции

Выбор периода манипуляции $T_{мн}$ в радиолиниях КИМ-АМ можно производить на основании тех же соображений, которые были использованы в линиях ШИМ-ЧМн-АМ и ВИМ(ИВК)-АМ [формула (7.5.5)].

Порядок длительности импульса кодовой группы при КИМ-АМ в первом приближении может быть установлен так же, как и в радиолинии ВИМ(ИВК)-АМ.

В случае использования стартовой импульсно-временной кодовой группы с достаточно большим числом импульсов, чувствительность радиоприемного устройства линии КИМ-АМ практически определяется стартовой группой и ориентировочно может быть определена с помощью формулы (7.6.19). Для подобного случая в формуле (7.6.19) под $n_к$ следует понимать число импульсов стартовой кодовой группы.

Основными особенностями метода КИМ-АМ являются: во-первых, возможность получения высокой стабильности зафиксированного двоичным кодом значения командного сигнала и, во-вторых, наличие так называе-

мых шумов квантования при преобразовании плавно изменяющихся величин в фиксированные команды.

Первая особенность является достоинством метода КИМ-АМ, а вторая может рассматриваться как недостаток. В общем случае точность передачи командного сигнала в КИМ-АМ при малых шумах определяется только точностью работы преобразователей аналог-цифра и цифра-аналог в передающем и приемном устройствах радиолинии и не зависит от условий работы всей остальной части радиоканала. Так, например, в схеме рис. 7.33 стабильность воспроизведения командного сигнала определяется стабильностью анодных и внутренних сопротивлений ламп выходных усилителей *14* и стабильностью источника анодного питания этих ламп.

В случае необходимости стабильность командного сигнала здесь может быть существенно повышена путем включения сопротивлений R_1, R_2, ..., $R_{n_{\text{кд}}}$ (определяющих значение командного сигнала) не через электронные лампы (как в схеме рис. 7.33), а через контакты электромагнитных реле, обмотки которых включены в катоды ламп катодных повторителей, на которые в этом случае должны быть заменены усилители *14*. В подобном случае стабильность значения командного сигнала будет определяться только стабильностью величины этих сопротивлений, которая может быть сделана весьма высокой, и стабильностью источника питания выходной схемы демодулятора. В таких условиях может быть достигнута стабильность командного сигнала, составляющая, по крайней мере, десятые доли процента. Отметим, что ошибка в преобразователе цифра-аналог отсутствует при передаче нулевой команды. Абсолютная ошибка, связанная с нестабильностью источника питания, пропорциональна передаваемой команде $u_{\text{к}}$.

Шумы квантования в радиолиниях КИМ-АМ определяются тем, что непрерывно изменяющийся сигнал здесь передается с помощью определенного числа дискретных фиксированных по величине уровней, так называемых уровней квантования. Напряжение команды $u_{\text{к}}$ на выходе радиоприемного устройства может быть изображено графиком рис. 7.35,*а*. Кривая *1* соответствует изменению напряжения в том случае, если бы в радиолинии использовался метод непрерывной передачи сигнала без применения квантования команды. Ступенчатая пунктир-

ная линия *2* соответствует случаю, когда плавно меняющаяся команда передается по времени дискретно и периодически (с периодом $T_{мн}$). Наконец, сплошная ступенчатая линия соответствует фактическому случаю передачи фиксированных значений команды в дискретные моменты времени. Заштрихованные участки являют-

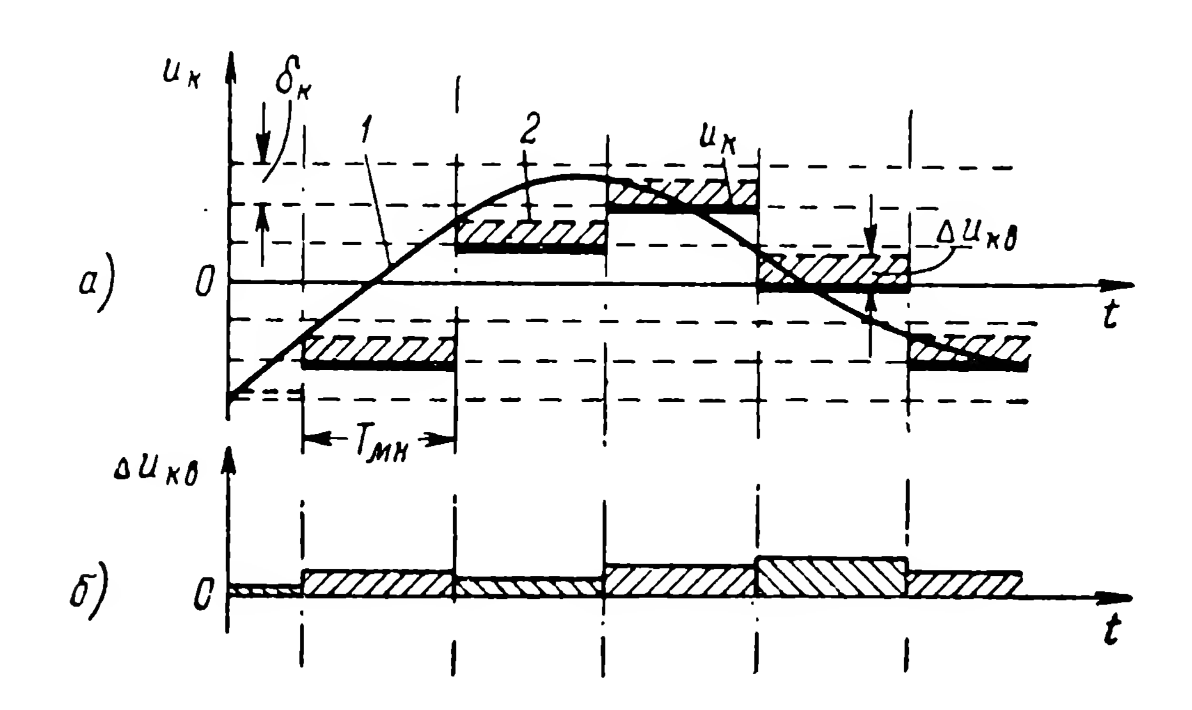


Рис. 7.35. К определению ошибки квантования.

ся ошибкой квантования. Ошибка квантования отдельно показана на рис. 7.35,*б*. Таким образом, сигнал на выходе радиоприемного устройства можно представить в виде суммы модулированных по амплитуде импульсов (АИМ-2) и ошибки квантования, которая может быть учтена, если к выходу приемного устройства подключить эквивалентный источник помехи, дающий напряжение вида, показанного рис. 7.35,*б*.

Структурная схема замкнутого контура регулирования системы радиотелеуправления представлена на рис. 7.36. Данные о движении снаряда и цели, преобразованные в цифровую форму, поступают от соответствующих радиовизиров *9* и *1* в управляющую электронную цифровую машину *3*. Управляющая машина вырабатывает соответствующую команду, которая в виде импульсного двоичного кода поступает в передающее устройство линии радиотелеуправления *4*. Принятый на снаряде радиосигнал преобразуется в командное напряжение $u_{ку}$, которое поступает затем в автопилот снаряда. $\Delta u_{кв}$ в схеме рис. 7.36 учитывает действие шумов квантования.

Оценим величину ошибки наведения, возникающей из-за квантования сигнала. С этой целью определим непрерывный энергетический спектр мешающего сигнала $\Delta u_{кв}$. Этот процесс (рис. 7.35,б) состоит из периодической последовательности прямоугольных импульсов с периодом и длительностью, равной $T_{мн}$, модулированных по амплитуде АИМ-2. Амплитуды соседних импуль-

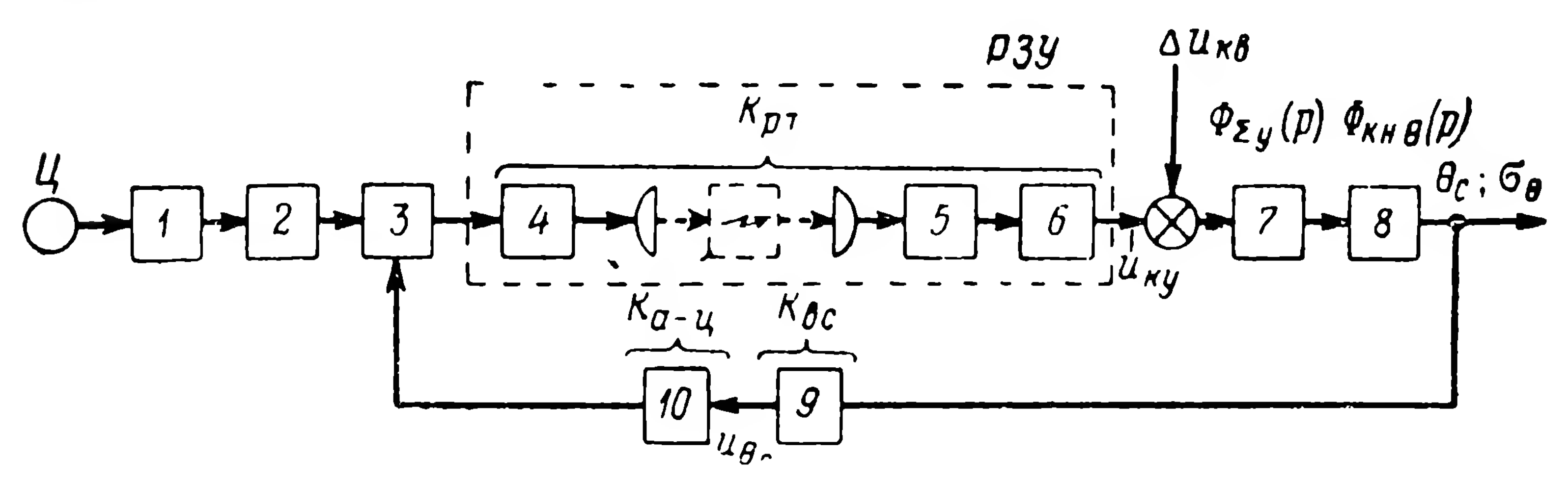


Рис. 7.36. Структурная схема замкнутого контура регулирования системы радиотелеуправления с применением управляющей электронно-цифровой машины:

1 — радиовизир цели; 2 — преобразователь данных радиовизира цели в двоичный код; 3 — управляющая электронная цифровая машина; 4 — передающее устройство линии радиотелеуправления; 5 — радиоприемное устройство линии радиотелеуправления (установленное на снаряде); 6 — преобразователь двоичного импульсного кода в напряжение; 7 — управляемый снаряд (совместно с автоматом стабилизации); 8 — кинематическое звено; 9 — радиовизир снаряда; 10 — преобразователь данных радиовизира в двоичный код.
Ц — цель, РЗУ — радиозвено управления.

сов взаимно независимы, если время корреляции ошибки квантования значительно меньше периода $T_{мн}$. Это условие может быть записано в виде формулы [11]

$$\frac{\delta_{к}}{8\pi\sigma_{к} F_{к\,макс}} \ll T_{мн}, \qquad (7.7.1)$$

где $\sigma_{к}$ — среднеквадратическое значение сигнала команды;
$\delta_{к}$ — разность между соседними дискретными уровнями;
$F_{к\,макс}$ — ширина спектра сигнала команды.

Если период $T_{мн}$ выбран из условия (7.5.5), то

$$(5 \div 6)\,T_{мн} = \frac{1}{F_{к\,макс}}. \qquad (7.7.2)$$

Подставляя это равенство в неравенство (7.7.1), получаем

$$\delta_{к} \ll 4\,\sigma_{к}. \qquad (7.7.3)$$

Найденное неравенство практически всегда выполняется. Тогда спектральная плотность ошибки квантования $\Delta u_{кв}$ в области низких частот будет равна [см. (5.2.9)]

$$G_{кв}(0) \approx 2T_{мн} \sigma^2_{u_{кв}}, \quad (7.7.4)$$

где $\sigma^2_{u_{кв}}$ —дисперсия ошибки квантования.

В работе [11] показано, что дисперсия ошибки квантования равна

$$\sigma^2_{u_{кв}} = \frac{\delta^2_к}{12}. \quad (7.7.5)$$

Следовательно,

$$G_{кв}(0) \approx \frac{T_{мн}}{6} \delta^2_к. \quad (7.7.6)$$

Пользуясь методом, который уже неоднократно применялся, находим среднеквадратическое отклонение угла визирования снаряда σ_θ при флюктуациях из-за наличия шумов квантования

$$\sigma_\theta = \frac{\delta_к}{K_{вс} K_{рт} K_{а-ц}} \sqrt{\frac{T_{мн} \Delta F_э}{6}}, \quad (7.7.7)$$

где $\Delta F_э$ — эквивалентная полоса пропускания замкнутого контура управления;

$K_{рт}$ — коэффициент передачи линии радиотелеуправления;

$K_{вс}$ — коэффициент передачи радиовизира снаряда;

$K_{а-ц}$ — коэффициент передачи преобразователя *10*.

Формула (7.7.7) записана для простейшего случая управления методом совмещения, при котором звено *3* выполняет операцию вычитания, а полосы пропускания радиозвена (РЗУ) и радиовизира снаряда значительно шире, чем полоса пропускания звена «управляемый снаряд» и кинематического звена.

Преобразуем формулу (7.7.7) к более удобному виду. Заметим, что

$$\delta_к = \delta K_{рт} K_{а-ц}, \quad (7.7.8)$$

где δ — разница дискретных уровней, установленная в преобразователе *10* (рис.7.36), показаний радиовизира снаряда в цифровой код.

В свою очередь

$$\delta = \frac{(u_\theta)_{\text{макс}}}{N_\text{к}} = \frac{\theta_{\text{с макс}} K_{\text{вс}}}{2^{n_{\text{кд}}}}, \qquad (7.7.9)$$

где $(u_\theta)_{\text{макс}}$ — приборное отображение максимального отклонения угла визирования снаряда $\theta_{\text{с макс}}$ на выходе радиовизира;

$N_\text{к}$ — число градаций передаваемой команды;

$n_{\text{кд}}$ — число разрядов в используемом двоичном коде.

Подставляя выражения (7.7.9) и (7.7.8) в формулу (7.7.7), получаем

$$\sigma_\theta = \frac{\theta_{\text{с макс}}}{2^{n_{\text{кд}}}} \sqrt{\frac{T_{\text{мн}} \Delta F_\text{э}}{6}}. \qquad (7.7.10)$$

Полученная формула может быть использована для выбора числа разрядов двоичного кода $n_{\text{кд}}$.

3. Блок-схема и принцип действия радиолинии КЧМ-АМ

При кодово-частотной модуляции фиксированная команда передается с помощью комбинации низких частот, которые последовательно модулируют несущую частоту передатчика. Наличие каждой модулирующей частоты соответствует единице в определенном разряде двоичного кода [82].

Возможная блок-схема радиопередающего устройства радиолинии КЧМ-АМ была приведена на рис. 5.18, а на рис. 5.19 изображена временная структура излучаемого сигнала. Для того чтобы увеличить помехоустойчивость радиолинии, можно несколько усложнить состав стартового сигнала по сравнению с изображенным на рис 5.19. Для этого, например, можно использовать две стартовых частоты (например, частоты $F_{\text{старт } I}$, $F_{\text{старт } II}$). При этом стартовый сигнал будет иметь вид, показанный на рис. 7.38,*а*. Селектор этого сигнала в радиоприемном устройстве должен срабатывать только при последовательном приеме двух частот $F_{\text{старт } I}$ и $F_{\text{старт } II}$, что уменьшает вероятность возникновения ложной стартовой посылки.

Блок-схема приемного устройства радиолинии КЧМ-АМ показана на рис. 7.37. На выходе усилителя

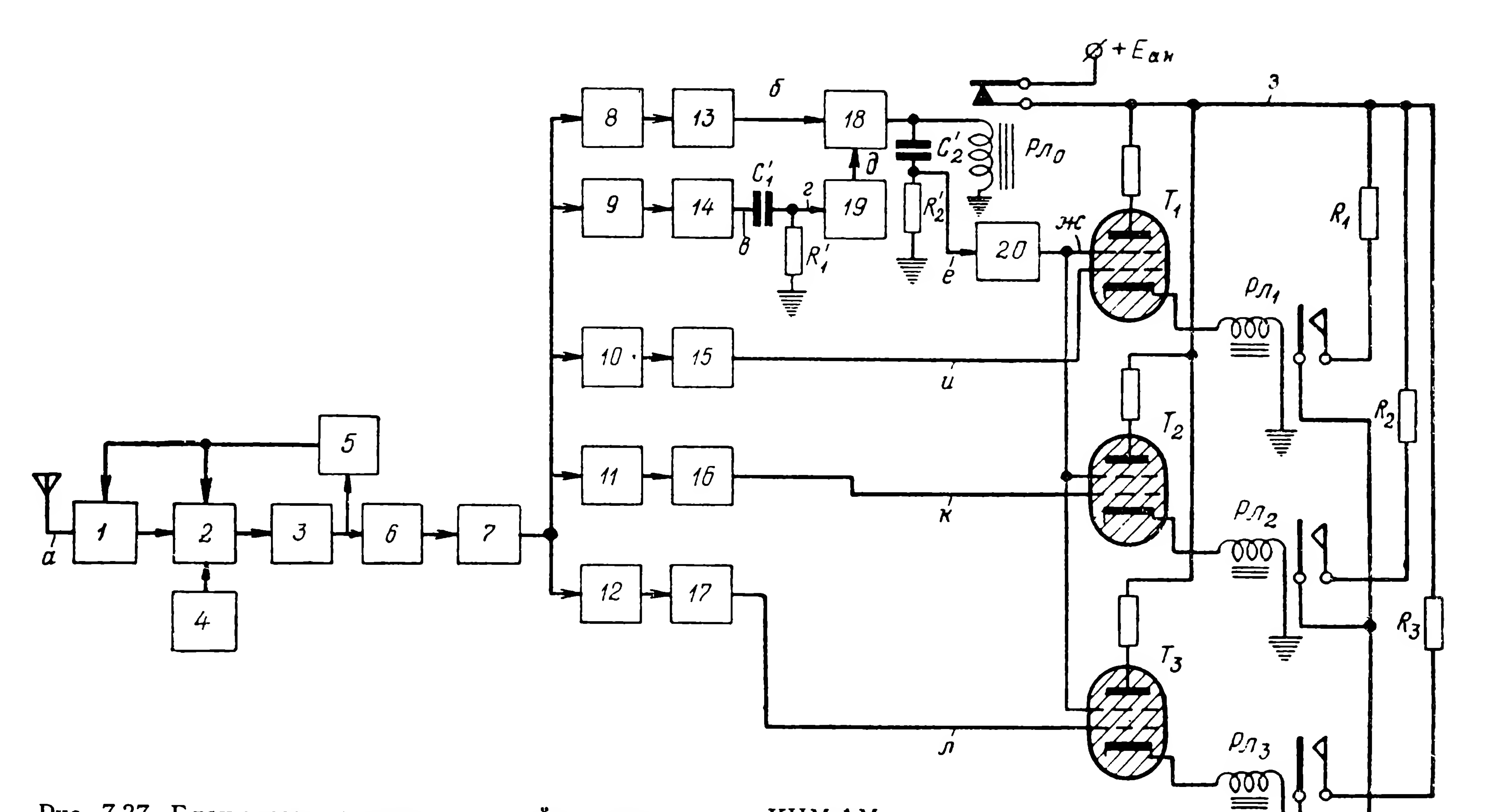


Рис. 7.37. Блок-схема приемного устройства радиолинии КЧМ-АМ:

1 — усилитель высокой частоты; *2* — смеситель и УПЧ; *3* — выходной каскад УПЧ; *4* — гетеродин; *5* — автоматическая регулировка усиления; *6* — амплитудный детектор; *7* — усилитель низкой частоты; *8, 9, 10, 11, 12* — разделительные фильтры на частоты $F_{старт\,II}$, $F_{старт\,I}$, F_I, F_{II}, F_{III} соответственно; *13, 14, 15, 16, 17* — выпрямители; *18* — схема совпадения; *19, 20* — спусковые устройства. $Рл_0$, $Рл_1$, $Рл_2$, $Рл_3$ — электромагнитные реле; T_1, T_2, T_3 — тиратроны.

низкой частоты *7* последовательно появляются импульсы низких частот, соответствующие стартовому ($F_{старт\ I}$; $F_{старт\ II}$) и рабочему сигналам (F_I; F_{II}; F_{III}). Частоты разделяются с помощью полосовых фильтров (*8*, *9*, *10*, *11*, *12*) и выпрямляются соответствующими выпрямителями (*13*, *14*, *15*, *16*, *17*). На выходе выпрямителей будут появляться импульсы, соответствующие посылаемым низким частотам (рис. 7.38,*б*, *в*, *и*, *к*, *л*).

Рассмотрим, как формируется команда на выходе приемного устройства. К моменту прихода очередной посылки команды на выходе приемника сохраняется напряжение командного сигнала, установленное предыдущей командой. Пришедший стартовый сигнал снимает напряжение этой команды и подготавливает схему к приему новой. Это осуществляется следующим образом. Импульс, соответствующий частоте $F_{старт\ I}$ (рис. 7.38,*в*) дифференцируется цепочкой $R_1'C_1'$ и задним фронтом опрокидывает спусковую схему *19*. Импульс, вырабатываемый этой схемой (рис. 7.38,*д*) совпадает по времени с импульсом, соответствующим посылке частоты $F_{старт\ II}$ (рис. 7.38,*б*). В результате на выходе схемы совпадения *18* появляется импульс стартового сигнала. Этот импульс размыкает контакты реле $Рл_0$ и снимает напряжение питания с анодов тиратронов T_1, T_2, T_3. Тиратроны гаснут, обмотки рабочих реле $Рл_1$, $Рл_2$, $Рл_3$ обесточиваются, контакты этих реле размыкаются, и ток $I_н$ в нагрузке приемного устройства исчезает. Так происходит снятие предыдущей команды. Одновременно схема подготавливается к приему новой команды. Для этого импульс на выходе схемы совпадения *18* дифференцируется цепочкой $R_2'C_2'$ и задним фронтом заставляет сработать спусковую схему *20*. Длительность импульса, вырабатываемого этой схемой (рис. 7.38,*ж*), несколько превышает длительность посылки рабочего сигнала. Импульс поступает на экранные сетки тиратронов и подготавливает их к зажиганию от импульсов рабочего сигнала. Рабочие сигналы в виде импульсов на выходе выпрямителей *15*, *16*, *17* (рис. 7.38,*и*, *к*, *л*) поступают на управляющие сетки и зажигают соответствующие тиратроны. Включаются рабочие реле, и через нагрузку $R_н$ потечет ток $I_н$ (рис. 7.38,*м*), величина которого зависит от значения переданной команды.

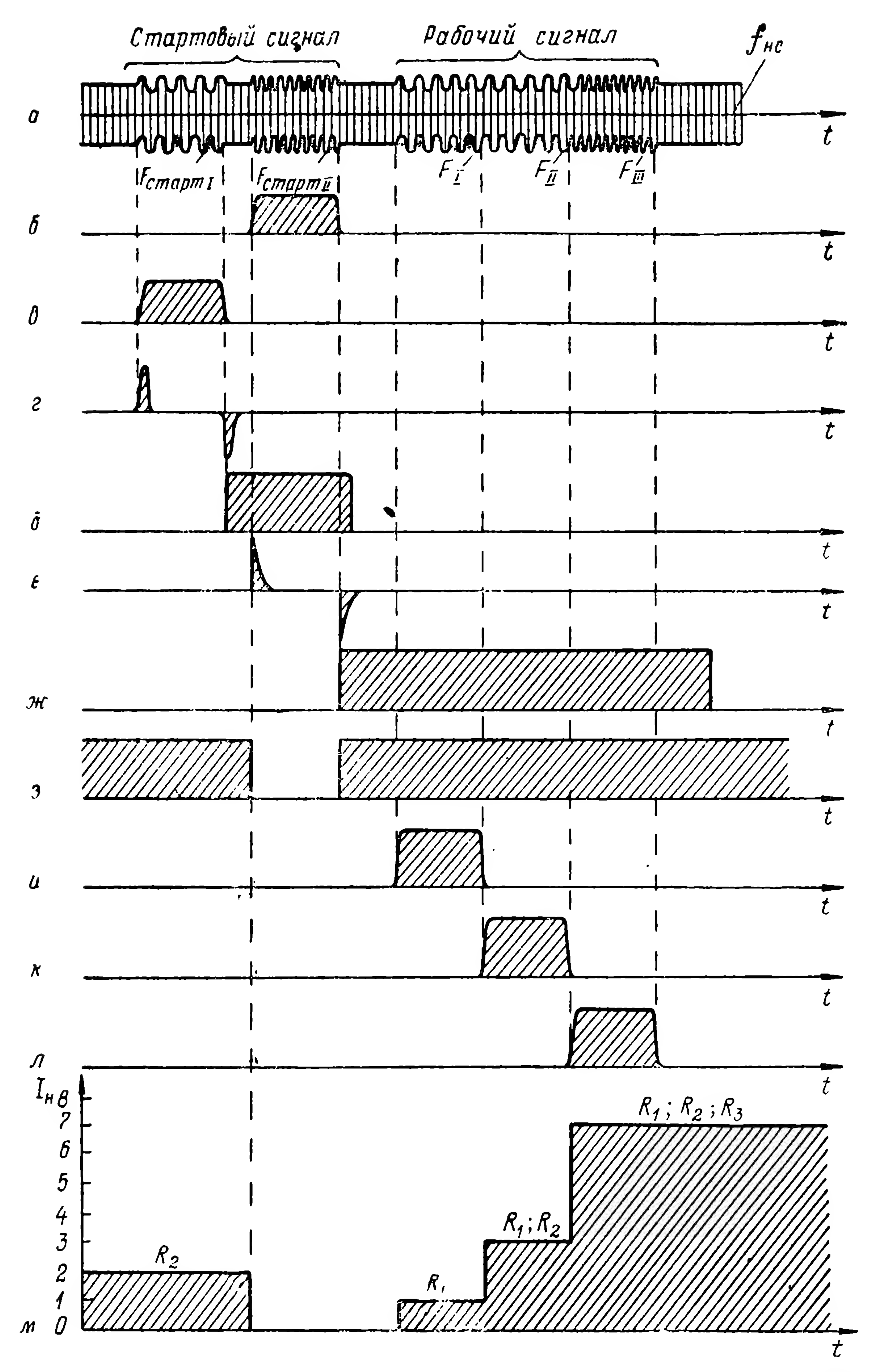


Рис. 7.38. Временные диаграммы напряжений в точках схемы рис. 7.37 при передаче команды 111:

а — сигнал на входе радиоприемного устройства; *б*, *в* — импульсы на выходе выпрямителей *13* и *14*; *г* — импульсы на выходе дифференцирующей цепочки $C'_1R'_1$; *д* — импульс, вырабатываемый спусковой схемой *19*; *е* — импульсы на выходе дифференцирующей цепочки $C'_2R'_2$; *ж* — импульс, вырабатываемый спусковой схемой *20*; *з* — анодное напряжение тиратронов; *и*, *к*, *л* — импульсы на выходе выпрямителей *15*, *16* и *17*; *м* — ток в нагрузке радиоприемного устройства.

Рабочие импульсы могут зажечь соответствующие тиратроны только в течение определенного времени после прихода стартового сигнала, когда на экранные сетки подано положительное напряжение. Поэтому случайные выбросы напряжения, которые могут возникнуть на выходе фильтров *10*, *11*, *12* во время паузы между командами, не вызывают искажения последней переданной команды.

При небольшом числе передаваемых команд приемное устройство радиолинии КЧМ-АМ получается весьма простым и обеспечивает достаточную надежность. Разумеется, что все достоинства и недостатки метода передачи фиксированных команд имеют место и в данном случае.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

СИСТЕМЫ И ЛИНИИ РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЯ

8.1. СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЯ

Общее определение и характерные особенности способа радиотеленаведения как одного из способов радиоуправления были даны в § 2.1.

В зарубежной литературе [9, 12, 13, 28, 51] используются различные классификации систем радиотеленаведения. Так, например, системы радиотеленаведения различают по методу и траекториям наведения (радиотеленаведение методом совмещения, радиотеленаведение с упреждением, радиотеленаведение по фиксированной кривой и т. д.); по радиосистемам, используемым в качестве звена управления (радионавигационное управление, управление в радиолуче); и т. д.

В настоящей главе системы радиотеленаведения классифицируются по виду модуляции радиосигнала сигналом ошибки управления. При такой классификации следует различать следующие основные группы систем радиотеленаведения:

— с амплитудной модуляцией;
— с временной импульсной модуляцией;
— с фазовой модуляцией;
— с частотной модуляцией.

В гл. 3 в качестве примера был детально разобран простейший вариант системы радиотеленаведения — система управления в радиозоне с использованием амплитудной модуляции. Другим типичным примером системы радиотеленаведения является система с фазовой или временной импульсной модуляцией, кратко рассмотренная в § 2.1.

Систему радиотеленаведения с частотной модуляцией можно осуществить, например, применяя частотные

дальномеры [3]. Измерив дальномерами расстояния или разность расстояний от управляемого снаряда до двух пунктов управления, разнесенных на местности, можно сформировать необходимую команду управления.

Системы радиотеленаведения применяются как для управления в плоскости, так и для пространственного управления в луче.

При временной импульсной, фазовой или частотной модуляции обычно используются два пункта управления для управления в плоскости и три — для пространственного управления. Некоторой трудностью при этом является сложность обеспечения синхронной работы пунктов управления и разделения в бортовом радиоприемном устройстве сигналов, излучаемых разными пунктами управления. Для разделения сигналов иногда применяются поднесущие колебания. В системах с временной импульсной модуляцией подобное разделение можно осуществить, используя импульсно-временные кодовые группы или дополнительные временные задержки. При амплитудной модуляции управление как в плоскости, так и в пространстве практически осуществляется из одной точки.

Пространственное управление в луче является наиболее общим случаем радиотеленаведения. Оно позволяет осуществить наведение на произвольно движущуюся цель, в то время как управление в плоскости может быть использовано только для наведения на неподвижные цели или цели, движущиеся по водной поверхности. Поэтому в следующих параграфах управление в луче рассмотрено более подробно. Это рассмотрение выполнено для метода равносигнальной зоны с амплитудной модуляцией, позволяющего получить наиболее простые технические решения. Кроме того, более подробно рассмотрено управление в плоскости равных запаздываний, т. е. управление с использованием временной импульсной модуляции.

8.2. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ В РАДИОЛУЧЕ

1. Состав аппаратуры и принцип действия

Рассмотрение управления в радиолуче начнем со случая наведения зенитного снаряда на воздушную цель (самолет) методом совмещения.

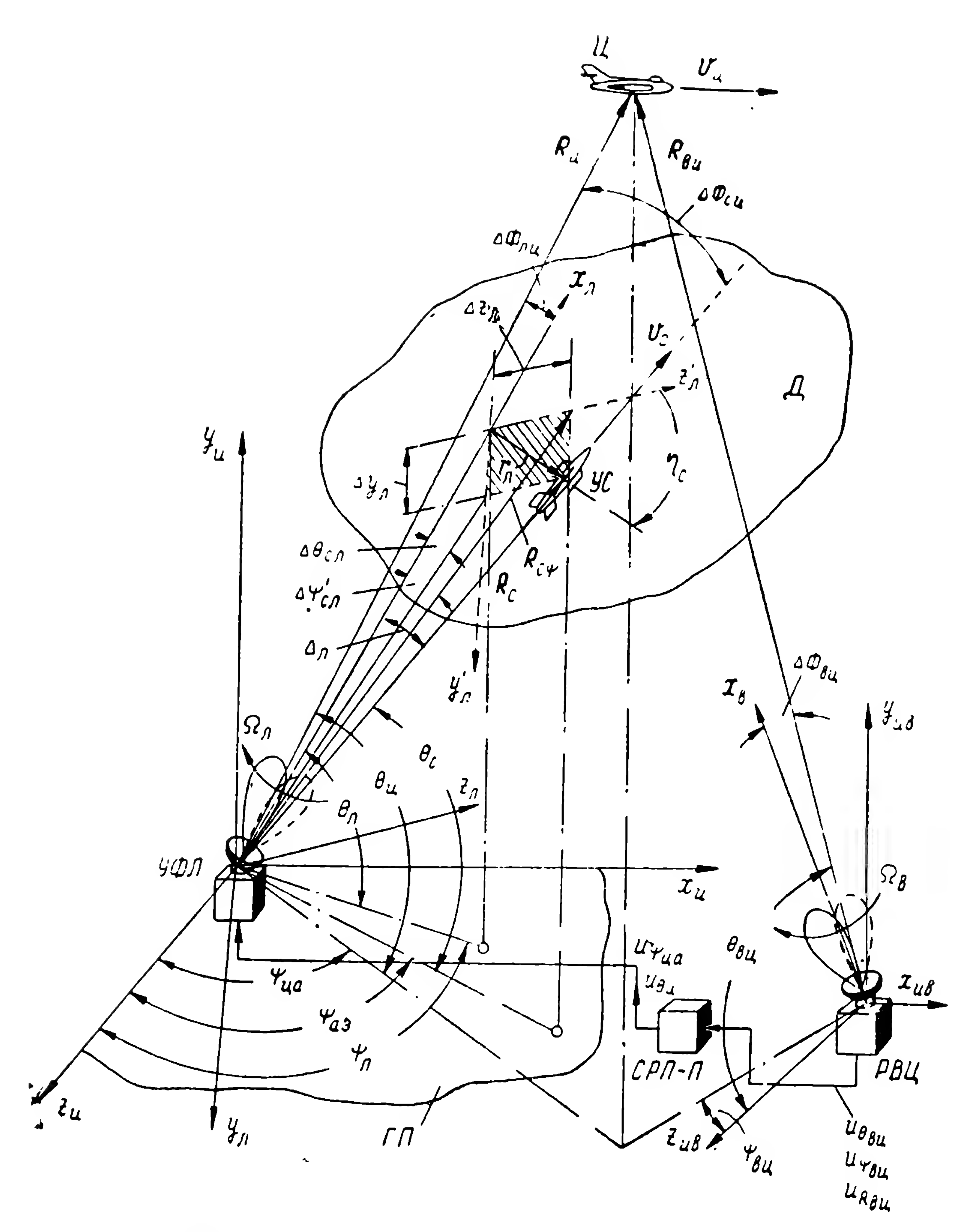


Рис. 8.1. Общая схема системы наведения зенитного снаряда в радиолуче методом совмещения:

РВЦ — радиовизир цели; УФЛ — устройство формирования радиолуча; СРП-П — счетнорешающий прибор параллакса; *Ц* — цель; УС — управляемый снаряд; ГП — горизонтальная плоскость; *Д* — плоскость $Oy'_л z'_л$, перпендикулярная к направлению радиолуча.

В состав аппаратуры пункта управления системы радиотеленаведения здесь должны входить: радиолокационный визир цели (РВЦ) и устройство формирования луча (УФЛ) *. На рис. 8.1 приведена общая схема та-

* В некоторых случаях РВЦ и УФЛ совмещаются в единой конструкции.

кой системы управления. Угол места $\theta_{\text{вц}}$, азимут $\psi_{\text{вц}}$ и дальность $R_{\text{вц}}$ цели определяются радиовизиром цели в измерительной земной системе координат O; $x_{\text{ив}}$; $y_{\text{ив}}$; $z_{\text{ив}}$, центр которой совмещен с этим радиовизиром. Радиовизир цели вырабатывает напряжения $u_{\theta\,\text{вц}}$; $u_{\psi\,\text{вц}}$. $u_{R_{\text{вц}}}$, являющиеся приборными аналогами координат цели. Эти напряжения поступают на счетнорешающий прибор (СРП-П).

Счетнорешающий прибор обеспечивает пересчет координат цели в прямоугольную систему координат O; $x_{\text{и}}$; $y_{\text{и}}$; $z_{\text{и}}$, центр которой совмещен с месторасположением устройства формирования радиолуча, т. е. устраняет параллакс. Значения угла места и азимута цели в этой системе координат соответственно будут $\theta_{\text{ц}}$ и $\psi_{\text{ц}a}$. Счетнорешающий прибор формирует управляющие сигналы $u_{\psi\,\text{ц}a}$ и $u_{\theta\,\text{ц}}$. Воздействие этих сигналов на следящую систему, управляющую положением радиолуча в пространстве, обеспечивает непрерывное направление радиолуча $\mathbf{x}_{\text{л}}$ на цель, т. е. совмещение радиус-вектора $\mathbf{x}_{\text{л}}$ с радиус-вектором $\mathbf{R}_{\text{ц}}$.

Заметим, что в тех случаях, когда радиовизир цели и устройство формирования радиолуча расположены настолько близко, что можно не учитывать параллакс, отпадает и необходимость в измерении дальности до цели. При этом радиовизир цели может выполняться как угломерное устройство.

Совмещение оси луча $\mathbf{x}_{\text{л}}$ с вектором $\mathbf{R}_{\text{ц}}$ осуществляется с некоторой ошибкой $\Delta\varphi_{\text{лц}}$. Причинами подобной ошибки могут быть: ошибки «привязки» к местности, ошибка радиовизира цели $\Delta\varphi_{\text{вц}}$, ошибка в счетнорешающем приборе, формирующем напряжения $u_{\psi\,\text{ц}a}$ и $u_{\theta\,\text{ц}}$, и, наконец, неточность работы следящей системы, управляющей направлением радиолуча.

Основной составляющей ошибки совмещения, определяемой используемыми радиотехническими средствами, является ошибка радиовизира цели $\Delta\varphi_{\text{вц}}$. Из точки размещения радиовизира цели эта ошибка соответствующим образом пересчитывается в точку размещения устройства формирования радиолуча.

Для образования равносигнальной зоны в устройстве формирования луча можно применить антенну, обеспе-

чивающую коническое сканирование за счет вращения диаграммы направленности с частотой $\Omega_л$. С этой антенной связана система координат O; $x_л$; $y_л$; $z_л$, причем направление радиолуча совпадает с осью $x_л$.

Передатчик в устройстве формирования луча генерирует периодические радиоимпульсы постоянной амплитуды и длительности. При отклонениях снаряда от равносигнальной зоны импульсы, поступающие на вход бортового приемника, оказываются промодулированными по амплитуде функцией, средняя частота которой равна частоте вращения диаграммы направленности антенны радиолуча $\Omega_л$. Глубина амплитудной модуляции $m_{АМ}$ несет информацию об абсолютной величине отклонения снаряда от равносигнальной зоны $|\mathbf{r}_л|$. Фаза модулирующей функции содержит сведения о направлении отклонения (угол $\eta_с$). Для определения этой фазы с пункта управления на борт снаряда передается синусоидальное опорное напряжение с частотой $\Omega_л$ и постоянной фазой. Фаза опорного напряжения однозначно связана с начальной фазой вращающейся диаграммы направленности антенны радиолуча.

При малых угловых отклонениях $\Delta_л$ от равносигнальной зоны глубина амплитудной модуляции сигнала на входе бортового радиоприемного устройства определяется следующим соотношением (рис. 8.1):

$$m_{АМ} = \xi_{АН}\,\Delta_л \approx \xi_{АН}\,\frac{|\mathbf{r}_л|}{|\mathbf{R}_с|}. \qquad (8.2.1а)$$

Значение коффициента $\xi_{АН}$ зависит от формы диаграммы направленности передающей антенны радиолуча. Будем называть этот коэффициент *угловой чувствительностью* антенны радиолуча.

Учитывая, что $|\mathbf{r}_л| = \sqrt{\Delta y_л^2 + \Delta z_л^2}$, последнее соотношение можно переписать следующим образом:

$$m_{АМ} \approx \frac{\xi_{АН}}{R_с}\sqrt{\Delta y_л^2 + \Delta z_л^2}. \qquad (8.2.1б)$$

Разлагая далее угол $\Delta_л$ на две составляющие $\Delta\theta'_{сл}$ и $\Delta\psi'_{сл}$, имеем

$$\Delta\theta'_{сл} \approx \frac{\Delta y_л}{R_с}, \qquad (8.2.2а)$$

$$\Delta\psi'_{сл} \approx \frac{\Delta z_л}{R_с}, \tag{8.2.2б}$$

из выражения (8.2.1б) получим

$$m_{АМ} \approx \xi_{АН} \sqrt{\Delta\theta'^2_{сл} + \Delta\psi'^2_{сл}}. \tag{8.2.1в}$$

Фаза огибающей амплитудной модуляции $\eta_с$ может быть найдена из соотношения

$$\operatorname{tg} \eta_с = \frac{\Delta y_л}{\Delta z_л}. \tag{8.2.3}$$

После выделения в радиоприемном устройстве огибающей амплитудной модуляции получим сигнал, опре-

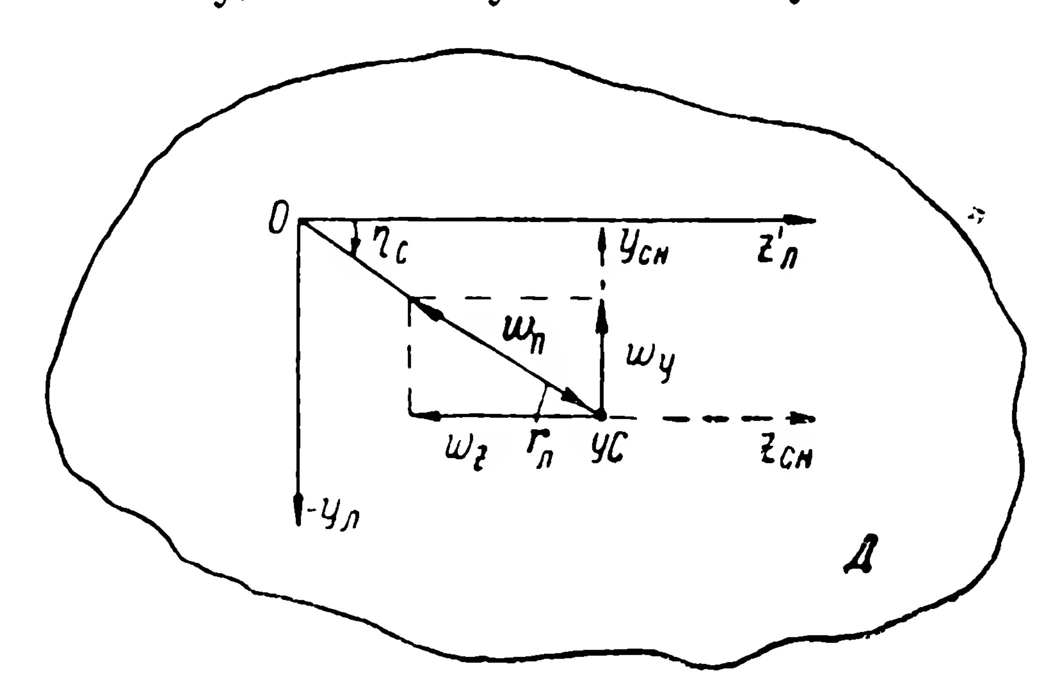


Рис. 8.2. Геометрические соотношения в плоскости *Д*:
УС — управляемый снаряд.

деляющий положение снаряда в полярной системе координат ($|\mathbf{r}_л|$, $\eta_с$).

Геометрические соотношения в плоскости *Д* (плоскости $Oy'_л z'_л$), нормальной к оси $x_л$ и проходящей через точку расположения снаряда, показаны на рис.8.2.

Будем считать, что управление движением центра тяжести снаряда происходит по декартовой схеме. Исполнительная прямоугольная система координат O; x_w; y_w; z_w в первом приближении может считаться совпадающей с системой координат O; $x_{сн}$; $y_{сн}$; $z_{сн}$, связанной с корпу-

сом снаряда (гл.1). Поэтому в приемном тракте необходимо предусмотреть соответствующий преобразователь координат, который будет пересчитывать сигнал команды из полярной системы координат ($|\mathbf{r}_л|$; $\eta_с$) в декартовую систему (O; $y_{сн}$; $z_{сн}$). На выходе преобразователя координат командный сигнал должен иметь две составляющие $u'_{к\,y}$ и $u'_{к\,z}$.

Для простоты дальнейшего рассмотрения ограничимся случаем, когда в течение всего процесса наведения сохраняется параллельность командной (O; $x_л$; $y_л$; $z_л$) и исполнительной систем координат, т. е. скручивание систем координат отсутствует.

Составляющие командного сигнала, направленные вдоль осей $y_{сн}$; $z_{сн}$, должны удовлетворять следующим равенствам:

$$u'_{к\,y} = K_{п\,y}\, m_{АМ} \sin \eta_с, \qquad (8.2.4а)$$

$$u'_{к\,z} = K_{п\,z}\, m_{АМ} \cos \eta_с, \qquad (8.2.4б)$$

где $K_{п\,y}$ и $K_{п\,z}$ — коэффициенты передачи радиоприемного устройства (включая преобразователь координат) соответственно по каналу тангажа и по каналу курса. Эти коэффициенты имеют размерность вольт.

В этом случае поперечное ускорение $w_п$ будет линейно связано с величиной отклонения $|\mathbf{r}_л|$, если снаряд рассматривать как линейное звено. Заметим, что соотношения (8.2.4) идентичны соотношениям (2.1.12). При сопоставлении этих соотношений следует учитывать, что согласно формуле (8.2.1а)

$$m_{АМ} \sin \eta_с = \xi_{АН} \frac{|\mathbf{r}_л|}{|\mathbf{R}_с|} \sin \eta_с = \frac{\xi_{АН}}{|\mathbf{R}_с|} \Delta y_л,$$

$$m_{АМ} \cos \eta_с = \xi_{АН} \frac{|\mathbf{r}_л|}{|\mathbf{R}_с|} \cos \eta_с = \frac{\xi_{АН}}{|\mathbf{R}_с|} \Delta z_л,$$

а обозначения $\Delta y_л$ и $\Delta z_л$ эквивалентны обозначениям $\Delta y_с$ и $\Delta z_с$.

Следовательно, коэффициенты в выражении (2.1.12) для данного случая будут иметь следующие значения:

$$K'_{y1} = K_{\text{п}y} \frac{\xi_{\text{АН}}}{|\mathbf{R}_c|},$$

$$K'_{z1} = K_{\text{п}z} \frac{\xi_{\text{АН}}}{|\mathbf{R}_c|}.$$

Функциональная схема системы управления в луче приведена на рис. 8.3. Сигнал, поступающий на вход приемного устройства, разделяется по двум каналам: каналу сигнала ошибки *7* и опорному каналу *8*. В преобразователе полярных координат в декартовые *10* выра-

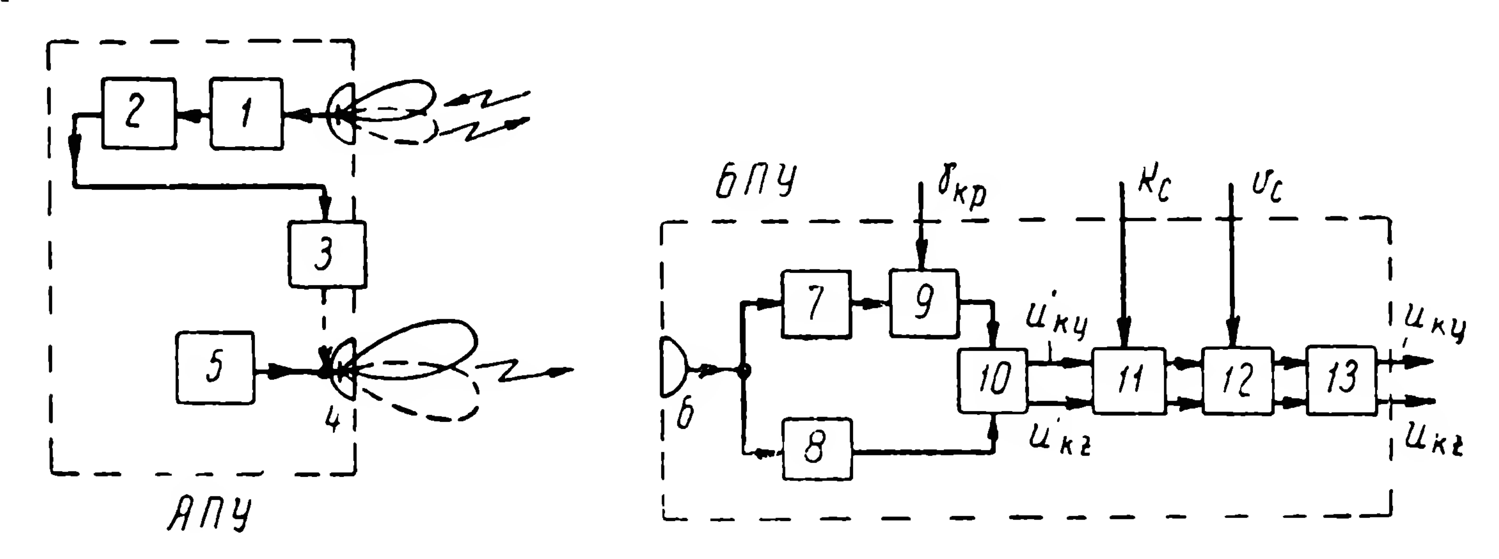


Рис. 8.3. Функциональная схема системы управления в радиолуче:

1 — радиовизир цели; *2* — счетнорешающий прибор, учитывающий параллакс; *3* — следящая система, управляющая антенной радиолуча; *4* — антенна радиолуча; *5* — радиопередающее устройство; *6* — бортовая приемная антенна; *7* — канал сигнала ошибки; *8* — опорный канал; *9* — блок введения поправки на угол крена; *10* — преобразователь полярных координат в декартовые; *11* — потенциометр дальности; *12* — блок введения поправки на скорость; *13* — блок формирования команд. АПУ — аппаратура пункта управления; БПУ — бортовое приемное устройство.

батываются два напряжения $u'_{\text{к}y}$; $u'_{\text{к}z}$, соответствующие двум составляющим командного сигнала. В радиоприемный тракт могут также входить дополнительные блоки, участвующие в формировании командного сигнала. Сюда относится блок потенциометра дальности *11* (гл. 2 и 3), называемый также преобразователем конических координат в цилиндрические; счетнорешающие устройства *9* и *12*, формирующие поправки к командному сигналу на угол крена и учитывающие увеличение эффективности рулей с ростом скорости снаряда, и др. [37, 46]. Наконец, в приемное устройство входит блок формирования

команд *13*, выполняющий интегро-дифференциальные преобразования командного сигнала (гл. 2 и 4). Напряжения с выхода приемного устройства поступают в автопилот снаряда.

2. Структурная схема контура управления

Рассматриваемая система наведения имеет два контура управления: тангажа и курса (азимута). Рассмот-

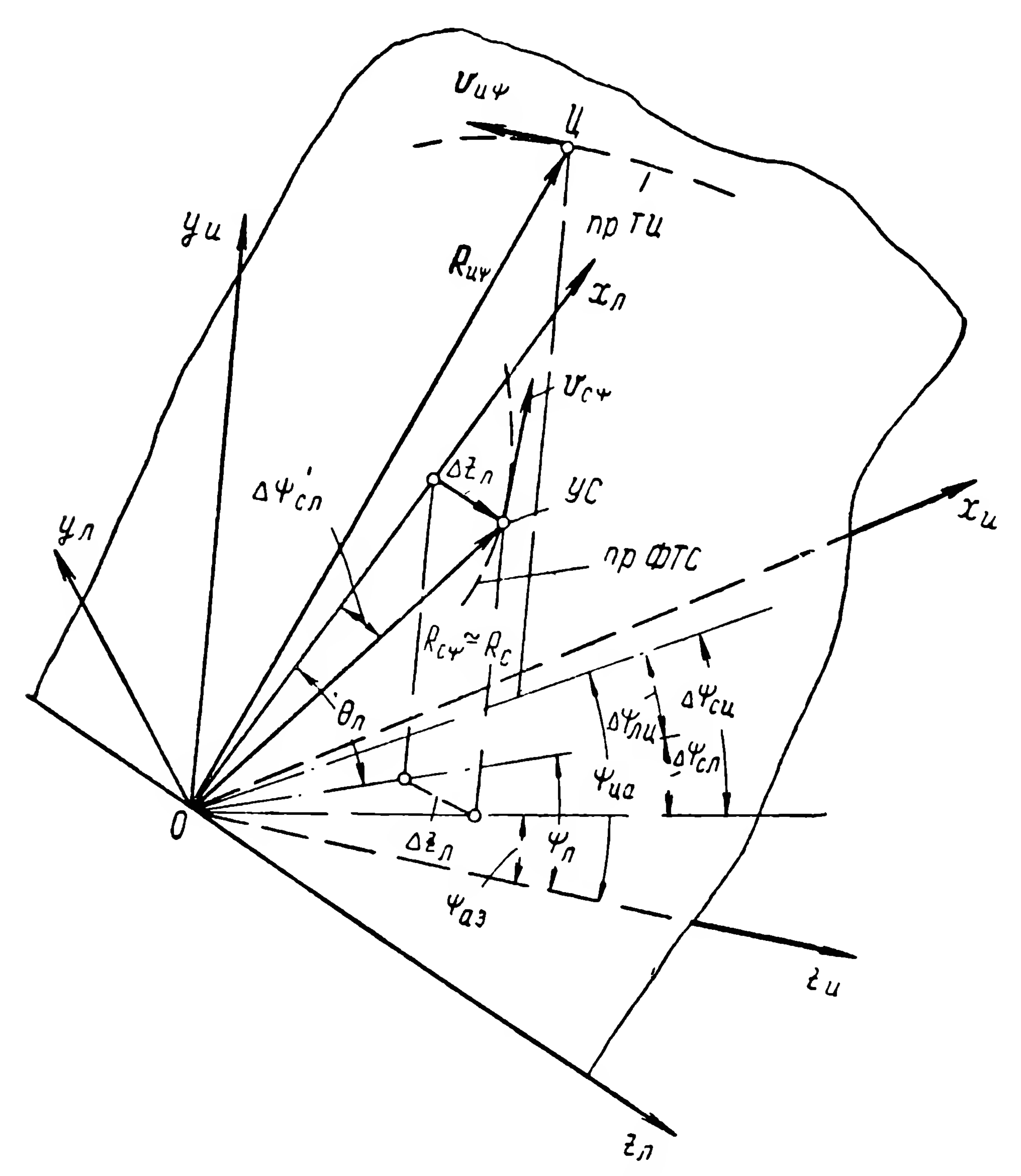


Рис. 8.4. Геометрические соотношения при управлении по курсу:

Ц — цель, УС — управляемый снаряд, *пр ТЦ* — проекция траектории цели, *пр ФТС* — проекция фактической траектории снаряда.

рим подробно работу только одного из контуров управления, например контура курса.

При наведении в радиолуче управление по курсу осуществляется в наклонной плоскости, совпадающей с плоскостью $Ox_лz_л$ (рис. 8.1). Будем считать, что ось $z_л$

системы координат O; $x_л$; $y_л$; $z_л$ лежит в горизонтальной плоскости. Угол наклона плоскости $Ox_лz_л$ к горизонтальной плоскости $Ox_иz_и$ составляет величину $\theta_л$.

Геометрические соотношения, имеющие место при рассматриваемом управлении по курсу, поясняются рис. 8.4. Местоположение устройства формирования луча на этом рисунке соответствует точке O. На рисунке, для простоты, показан случай, когда снаряд находится в плоскости $O\,x_л\,z_л$,

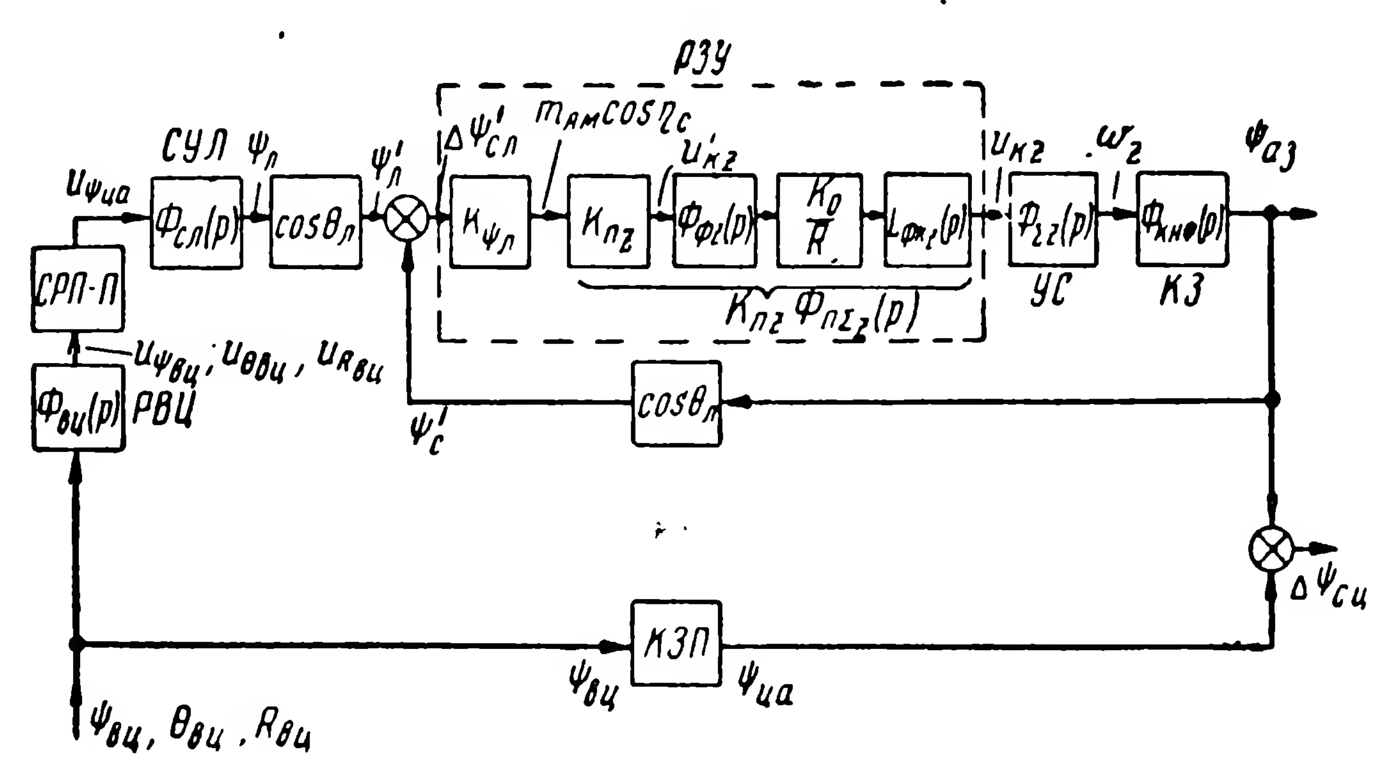


Рис. 8.5. Структурная схема системы управления по курсу при наведении в радиолуче методом совмещения:

РВЦ — радиовизир цели; СРП-П — счетнорешающий прибор параллакса; СУЛ — следящая система управления радиолучом; РЗУ — радиозвено управления; УС — управляемый снаряд (корпус снаряда в совокупности с автоматом стабилизации); КЗ — кинематическое звено; КЗП — кинематическое звено параллакса.

т. е. $\Delta y_л \approx 0$; $\mathbf{R}_{ц\,ф}$; $\mathbf{R}_{с\,ф}$; $\mathbf{v}_{ц\,ф}$ и $\mathbf{v}_{с\,ф}$ — проекции на плоскость $Ox_лz_л$ соответственно радиус-вектора цели $\mathbf{R}_ц$, радиус-вектора снаряда $\mathbf{R}_с$, вектора скорости цели $\mathbf{v}_ц$ и вектора скорости снаряда $\mathbf{v}_с$. Поскольку $\Delta y_л \approx 0$,

$$|\mathbf{R}_{с\,ф}| \approx |\mathbf{R}_с| = R_с.$$

Проекции на плоскость $Ox_лz_л$, траектории цели и фактической траектории снаряда на рис. 8.4 обозначены соответственно *пр ТЦ* и *пр ФТС*.

Структурная схема системы управления по каналу курса приведена на рис. 8.5.

Информация по каналу курса, определяющая положение снаряда относительно радиолуча $m_{АМ}\cos\eta_с$, по-

ступает на вход бортового радиоприемного устройства. На выходе этого устройства вырабатывается командный сигнал $u_{\text{к}z}$, подаваемый в автопилот. Действие команды вызывает изменение поперечного ускорения снаряда $\mathbf{w}_z$ (рис. 8.2). Связь поперечного ускорения с командным сигналом учитывается звеном УС с передаточной функцией $\Phi_{\Sigma z}(p)$. Это звено представляет собой управляемый снаряд. Изменение поперечного ускорения через кинематическое звено КЗ, имеющее передаточную функцию $\Phi_{\text{кп}\,\psi}(p)$, обусловливает изменение азимута снаряда $\psi_{\text{аз}}$.

Командный сигнал курса должен быть пропорционален угловой ошибке управления, т. е. углу $\Delta\psi'_{\text{сл}}$, представляющему собой угол между направлением радиолуча $\mathbf{x}_{\text{л}}$ и проекцией радиус-вектора $\mathbf{R}_{\text{с}}$ на плоскость $O\,x_{\text{л}}\,z_{\text{л}}\,(\mathbf{R}_{\text{с}\,\psi})$. Угол $\Delta\psi'_{\text{сл}}$ (рис. 8.1 и 8.4) определяется следующим приближенным соотношением, справедливым при малых отклонениях снаряда от оси $x_{\text{л}}$ и углах $\theta_{\text{л}}$, не очень близких к $\frac{\pi}{2}$:

$$\Delta\psi'_{\text{сл}} \approx (\psi_{\text{л}} - \psi_{\text{аз}})\cos\theta_{\text{л}}. \qquad (8.2.5)$$

Следовательно, входная величина радиозвена управления (РЗУ) по каналу курса в рассматриваемой системе радиотеленаведения равна

$$\Delta\psi'_{\text{сл}} = \psi_{\text{л}}\cos\theta_{\text{л}} - \psi_{\text{аз}}\cos\theta_{\text{л}} = \psi'_{\text{л}} - \psi'_{\text{с}}, \qquad (8.2.6)$$

где $\psi'_{\text{л}} = \psi_{\text{л}}\cos\theta_{\text{л}}$, $\psi'_{\text{с}} = \psi_{\text{аз}}\cos\theta_{\text{л}}$. (8.2.7)

В структурной схеме рис. 8.5 выходной величиной кинематического звена КЗ является азимут снаряда $\psi_{\text{аз}}$, а угловая координата $\psi'_{\text{с}}$, определяющая положение радиус-вектора $\mathbf{R}_{\text{с}\,\psi}$ в плоскости $O\,x_{\text{л}}\,z_{\text{л}}$, получается при умножении на $\cos\theta_{\text{л}}$. Соответственно входной величиной контура управления в этой схеме принят угол $\psi'_{\text{л}}$. Изменение значения этого угла во времени определяется изменением азимута радиолуча $\psi_{\text{л}}$, задаваемого системой управления луча (СУЛ), передаточная функция которой обозначена

$\Phi_{сл}(p)$. Следящая система, в свою очередь, управляется напряжением $u_{\psi\,ц\,a}$, представляющим собой приборный аналог азимута цели $\psi_{ц\,a}$. Азимут цели $\psi_{ц\,a}$ рассчитывается в счетнорешающем приборе СРП-П на основании данных о координатах цели $\psi_{вц}$; $\theta_{вц}$; $R_{вц}$, поступающих на этот прибор с радиовизира цели в виде приборных аналогов $u_{\psi\,вц}$; $u_{\theta\,вц}$; $u_{R\,вц}$.

Связь между координатами цели и их приборными аналогами определяется передаточной функцией радиовизира цели $\Phi_{вц}(p)$.

В зависимости от изменения угла $\Delta\psi'_{сл}$ изменяется и информация по каналу курса $m_{АМ}\cos\eta_c$, поступающая на вход радиоприемного устройства. Коэффициент пропорциональности между этими величинами в схеме рис. 8.5 учитывается усилительным звеном с коэффициентом передачи $K_{\psi_л}$. Это звено представляет собой радиотехническую часть устройства формирования радиолуча. Таким образом, контур регулирования оказывается замкнутым.

Полная ошибка управления по курсу $\Delta\psi_{сц}$ (рис. 8.4) определяется разностью между азимутами снаряда и цели

$$\Delta\psi_{сц} = \psi_{ц\,a} - \psi_{аз}. \tag{8.2.8}$$

В структурной схеме рис. 8.5 ошибка $\Delta\psi_{сц}$ образуется на выходе соответствующего вычитающего звена. Полагая угловую ошибку $\Delta\psi_{сц}$ небольшой и умножая ее на проекцию дальности до снаряда $R_c\cos\theta_л$, получаем линейную ошибку управления по курсу $\Delta z_{сц}$. Полная ошибка управления по курсу $\Delta\psi_{сц}$ состоит из двух основных составляющих: ошибки управления в радиолуче $\Delta\psi_{сл}$ и ошибки совмещения направления радиолуча с направлением на цель (ошибки наведения радиолуча на цель $\Delta\psi_{лц}$). Последняя определяется разностью $\Delta\psi_{лц} = \psi_{цa} - \psi_л$ (рис. 8.4).

Установим теперь выражения для передаточных функций и коэффициентов передачи радиотехнических звеньев, входящих в состав структурной схемы рис. 8.5. Устройство формирования радиолуча в структурной схеме отображается усилительным звеном с коэффициентом передачи $K_{\psi_л}$. Выходной величиной этого звена

будет произведение $m_{\text{АМ}} \cos \eta_{\text{с}}$, входной — угол $\Delta\psi'_{\text{сл}}$.

Следовательно,

$$K_{\psi_{\text{л}}} = \frac{m_{\text{АМ}} \cos \eta_{\text{с}}}{\Delta\psi'_{\text{сл}}}. \qquad (8.2.9)$$

Поскольку $r_{\text{л}} \cos \eta_{\text{с}} = \Delta z_{\text{л}}$ (рис.8.2), а $|\mathbf{r}_{\text{л}}| \approx \Delta_{\text{л}} |\mathbf{R}_{\text{с}}|$, формулу (8.2.9), учитывая соотношения (8.2.1а) и (8.2.2б), можно представить в следующем виде:

$$K_{\psi_{\text{л}}} = \frac{m_{\text{АМ}}}{\Delta_{\text{л}}} = \xi_{\text{АН}}. \qquad (8.2.10\text{а})$$

Таким образом, коэффициент передачи звена радиолуча $K_{\psi\,\text{л}}$ равен угловой чувствительности антенны радиолуча.

Аналогично выражение для коэффициента передачи соответствующего звена в канале тангажа должно быть записано следующим образом:

$$K_{\theta_{\text{л}}} = \frac{m_{\text{АМ}} \sin \eta_{\text{с}}}{\Delta\theta'_{\text{сл}}} = \xi_{\text{АН}}. \qquad (8.2.10\text{б})$$

Следовательно,

$$K_{\psi_{\text{л}}} = K_{\theta_{\text{л}}} = \xi_{\text{АН}}. \qquad (8.2.10\text{в})$$

Безынерционная часть радиоприемного устройства, включающая в себя приемный канал сигнала ошибки и преобразователь координат по каналу курса, отображается усилительным звеном с коэффициентом передачи $K_{\text{п}\,z}$

$$K_{\text{п}\,z} = \frac{u'_{\text{к}\,z}}{m_{\text{АМ}} \cos \eta_{\text{с}}}. \qquad (8.2.11)$$

Это выражение непосредственно следует из формулы (8.2.4б). Выходной фильтр радиоприемного устройства, стоящий после преобразователя координат, имеет передаточную функцию $\Phi_{\text{ф}\,z}(p)$. Далее в радиозвено управления входит звено с переменным коэффициентом усиления $\frac{K_0}{R}$ (где $R = \frac{R_{\text{с макс}}}{R_{\text{с}}}$) — потенциометр дальности и звено $L_{\text{фк}\,z}(p)$, соответствующее блоку формирования командного сигнала, которое будем полагать линейным.

Таким образом, радиоприемное устройство по каналу курса имеет передаточную функцию $K_{\text{п}\,z}\Phi_{\text{п}\,\Sigma z}(p)=K_{\text{п}z}K_0\frac{R_{\text{с}}}{R_{\text{с макс}}}\times$ $\times\Phi_{\text{ф}\,z}(p)L_{\text{фк}\,z}(p)$. Передаточная функция этого устройства по каналу тангажа будет аналогичной.

Передаточная функция радиозвена управления в целом по каналу курса будет определяться следующим образом:

$$\Phi_{\text{р}z}(p)=\frac{u_{\text{к}z}(p)}{\Delta\psi'_{\text{сл}}(p)}=\xi_{\text{АН}}K_{\text{п}z}\Phi_{\text{п}\Sigma z}(p). \qquad (8.2.12\text{а})$$

Аналогично, для канала тангажа

$$\Phi_{\text{р}y}(p)=\frac{u_{\text{к}y}(p)}{\Delta\theta'_{\text{сл}}(p)}=\xi_{\text{АН}}K_{\text{п}y}\Phi_{\text{п}\Sigma y}(p). \qquad (8.2.12\text{б})$$

Заметим, что входной величиной радиозвена управления являются углы $\Delta\psi'_{\text{сл}}$ и $\Delta\theta'_{\text{сл}}$, которые полностью определяют положение управляемого снаряда относительно радиолуча. Введение в анализ величин $m_{\text{АМ}}\cos\eta_{\text{с}}$ и $m_{\text{АМ}}\sin\eta_{\text{с}}$, отображающих значения углов $\Delta\psi'_{\text{сл}}$ и $\Delta\theta'_{\text{сл}}$, является искусственным приемом, упрощающим рассмотрение промежуточных звеньев.

Структурная схема контура управления по курсу (рис. 8.5) может быть преобразована к виду, изображенному на рис. 8.6. В этой схеме управляемый снаряд и кинематическое звено объединены в одно звено с общей частотной характеристикой

$$\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)=\Phi_{\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\text{кн}\psi}(j\omega). \qquad (8.2.13)$$

Входной величиной контура управления является азимут луча $\psi_{\text{л}}$.

Предположим, что ошибка совмещения радиолуча с направлением на цель определяется только хаотическими флюктуациями данных, поступающих на вход следящей системы с радиовизира цели. Подобные флюктуации возникают в результате хаотических изменений амплитуды радиолокационных импульсов, отраженных от цели, а также из-за внутренних шумов приемника радиовизира цели.

Флюктуации данных, снимаемых с радиовизира цели, обусловливают хаотические колебания радиолуча отно-

сительно среднего направления, совпадающего с направлением на цель. Колебания направления радиолуча вызовут соответствующие возмущения траектории движения снаряда. Возникающую в результате этого возмущения среднеквадратическую ошибку управления по курсу (по углу $\psi_{аз}$), а следовательно, и ошибку наведе-

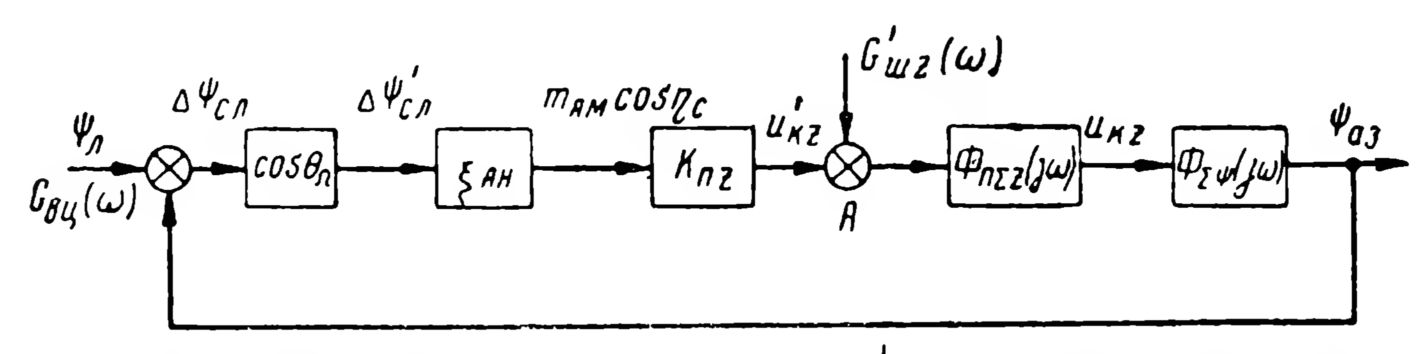


Рис. 8.6. Упрощенная структурная схема системы управления в радиолуче (контур курса).

ния можно определить согласно структурной схеме рис. 8.6 по формуле

$$\sigma_{\psi\,вц}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G_{вц}(\omega)\left|\frac{\xi_{АН}K_{пz}\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\cos\theta_л}{1+\xi_{АН}K_{пz}\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\cos\theta_л}\right|^2 d\omega}, \tag{8.2.14}$$

где $G_{вц}(\omega)$ — спектр флюктуаций, поступающих с радиовизира цели на вход контура управления (спектр флюктуаций угла $\psi_л$). Рассмотрение и оценка ошибок наведения в радиолуче, возникающих вследствие флюктуаций данных, снимаемых с радиолокационного визира цели, выполнены в работе [8].

Другой существенной составляющей ошибки наведения может оказаться ошибка, обусловливаемая воздействием радиопомех на радиозвено управления. Подобное возмущение (гл. 4) можно считать приложенным к контуру управления в точке A (рис. 8.6). Среднеквадратическая угловая ошибка управления по курсу, определяемая такой помехой согласно структурной схеме рис. 8.6, находится как

$$\sigma_{\psi}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^\infty G'_{шz}(\omega)\left|\frac{\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)}{1+\xi_{АН}K_{пz}\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\cos\theta_л}\right|^2 d\omega}. \tag{8.2.15}$$

Иногда зависимость плотности энергетического спектра мешающего сигнала от частоты можно не учитывать, полагая $G'_{шz}(\omega)=G'_{шz}=\text{const}$. В таких условиях удобно использовать понятие эффективной полосы пропускания контура управления. Для рассматриваемого контура управления по курсу эта полоса определяется формулой

$$\Delta F_{эф}=\frac{1}{2\pi}\int\limits_0^\infty\left|\frac{K_{пz}\,\xi_{АН}\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\cos\theta_л}{1+K_{пz}\,\xi_{АН}\Phi_{п\Sigma z}(j\omega)\,\Phi_{\Sigma\psi}(j\omega)\cos\theta_л}\right|^2 d\omega. \quad (8.2.16)$$

Соответственно формула (8.2.15) может быть теперь преобразована к следующему виду:

$$\sigma_\psi=\frac{1}{K_{пz}\,\xi_{АН}\cos\theta_л}\sqrt{G'_{шz}\Delta F_{эф}}. \quad (8.2.17)$$

Энергетический спектр $G'_{шz}$ определяется в результате анализа работы радиолинии под воздействием помех. Подобный анализ для случая, когда помеха является собственным шумом приемника, выполнен в § 8.4.

3. Управление на стартовом участке

Как показано в работе [38], задачей управления на стартовом участке, т. е. на первом участке траектории наведения (гл. 1), является обеспечение захвата снаряда радиолучом, после чего снаряд управляется системой радиотеленаведения, рассмотренной в предыдущем разделе. Необходимо, чтобы захват снаряда радиолучом произошел при заданных начальных условиях и по истечении определенного времени с момента старта снаряда.

Начальные условия захвата снаряда определяются ошибками прицеливания: линейным отклонением снаряда от радиолуча в момент перехода на второй этап наведения, а также скоростью и ускорением, характеризующими движение снаряда по отношению к радиолучу в этот момент. Вследствие ошибок прицеливания в момент перехода ко второму этапу наведения возникает начальный переходный процесс, связанный с «втягиванием» снаряда в управляющий радиолуч. Длительность этого процесса определяет минимально допустимую дальность наведения, так как начальный переходной процесс, вызывает дополнительные ошибки управления.

Для облегчения управления на старте применяется способ «широкого» и «узкого» радиолучей [38]. Для образования широкого луча диаграмма направленности сканирующей антенны выбирается весьма широкой (до 25—50°). Раствор широкого луча устанавливается, исходя из точности прицеливания, так, чтобы надежно обеспечить захват снаряда. Широкий луч (рис. 8.7) упро-

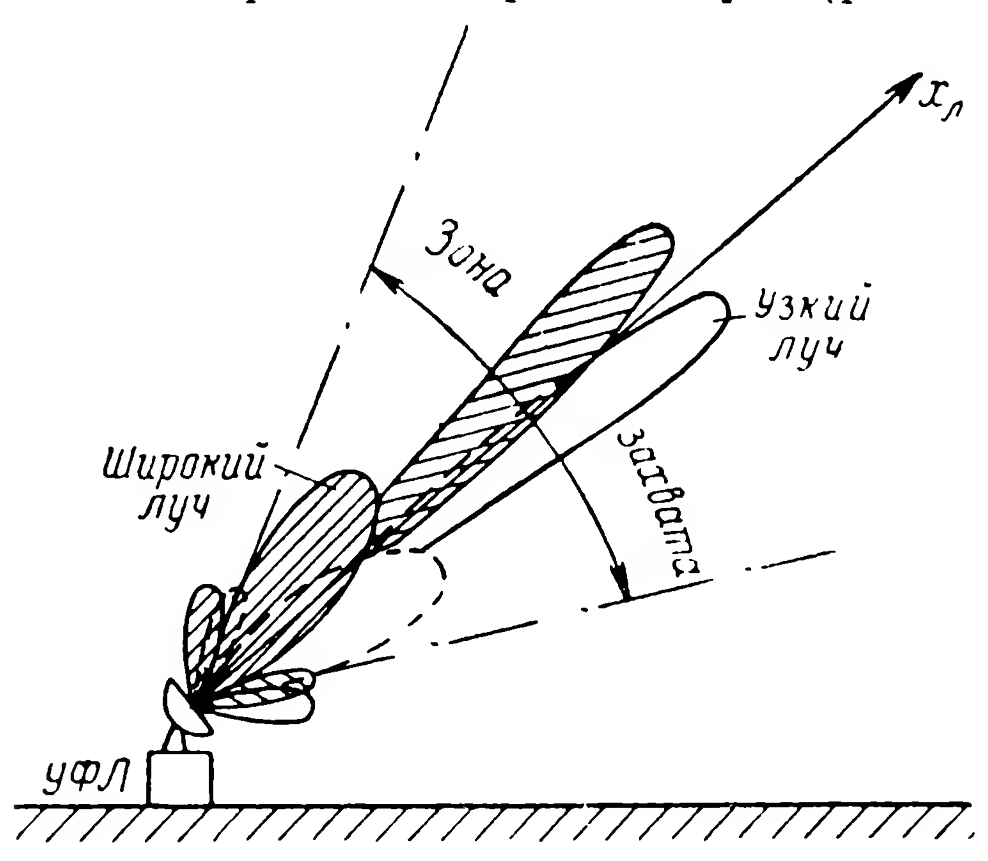


Рис. 8.7. Диаграмма направленности антенны при широком и узком радиолучах:
УФЛ — устройство формирования радиолучей.

щает требования к управлению на стартовом участке. После того, как снаряд входит в равносигнальную зону и ошибка управления становится малой, на борту снаряда происходит переключение и дальнейшее управление ведется по узкому радиолучу. При этом приемник принимает излучение сканирующей антенны со значительно более узкой диаграммой направленности, что обеспечивает повышение точности наведения. Практически для получения широкой и узкой диаграмм направленности применяются антенны с двумя вибраторами, работающие на разных частотах [46].

Для управления в радиолуче специфическим является требование, заключающееся в том, чтобы была исключена опасность потери снаряда из-за его захвата ложными равносигнальными зонами. Подобные зоны возникают из-за наличия боковых лепестков в диаграмме направленности антенны радиолуча. Система радиотеле-

наведения в радиолуче должна начать свою работу тогда, когда исчезнет опасность захвата снаряда ложными равносигнальными зонами. Ширина зоны, в которой исключается ложный захват снаряда, определяется уровнем и формой боковых лепестков.

На рис. 8.8 стартовый участок траектории, на котором возможен захват снаряда радиолучом, обозначен через *AB*. Точка *A* лежит вне зоны захвата (но близко

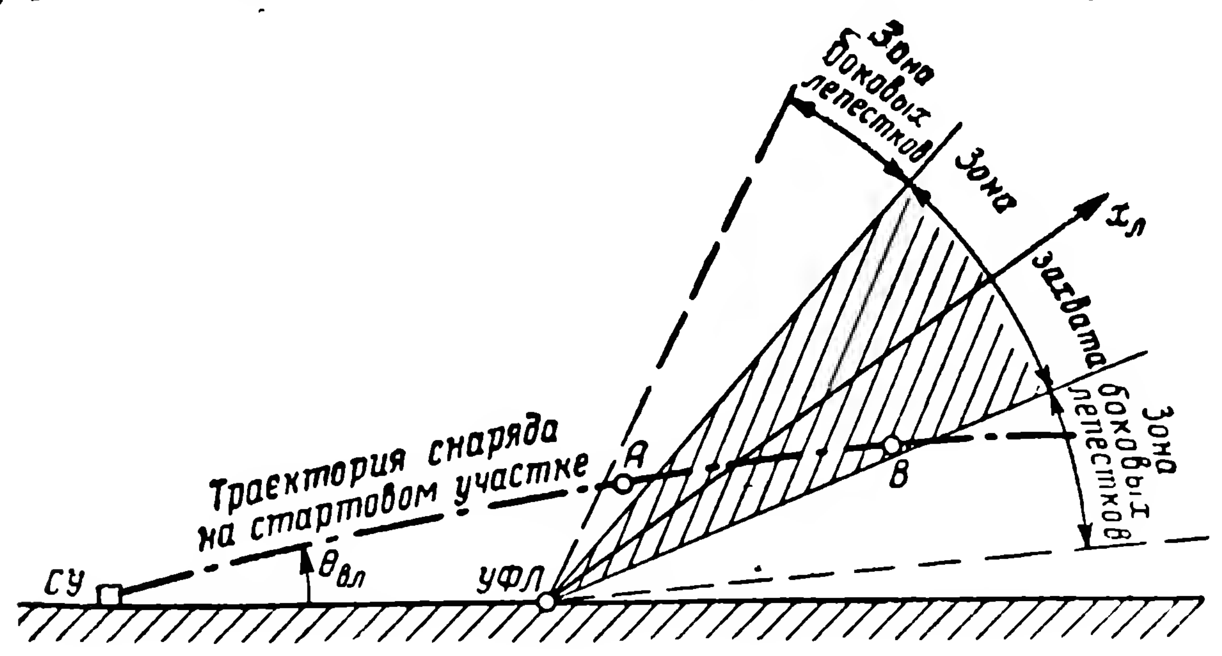


Рис. 8.8. Стартовый участок траектории снаряда:
СУ — стартовая установка; УФЛ — устройство формирования радиолуча.

к границе этой зоны), что обусловливается инерционностью системы управления. По этой же причине точка *B* находится внутри зоны захвата, недалеко от ее границы. Система управления в радиолуче должна включаться в то время, когда снаряд находится на отрезке *AB* стартового участка траектории. При несвоевременном включении системы управления возможен захват снаряда ложными равносигнальными зонами, что приведет к потере управления. Применение наклонного старта при прочих равных условиях увеличивает время пребывания снаряда в зоне захвата (рис. 8.8) и позволяет приблизить направление движения снаряда на стартовом участке к направлению радиолуча.

Если устройство формирования луча и стартовая установка на местности расположены рядом, то угол $\Theta_{вл}$ можно взять примерно равным начальному углу радиолуча. В противном случае должен применяться специальный стартовый счетнорешающий прибор, который рассчитывает местонахождение точки захвата снаряда

радиолучом и соответствующим образом управляет направлением старта.

Непосредственное управление полетом снаряда на первом участке наведения может также осуществляться с помощью автопилота и программного механизма. В тех случаях, когда на этом участке набирается скорость и аэродинамические рули оказываются неэффективными, управление производится путем изменения направления реактивной тяги [38, 46].

4. Принцип действия и структурная схема системы управления при наведении по радиолучу в упрежденную точку

В гл. 2 уже отмечалось, что система радиотеленаведения может быть использована не только для наведения путем совмещения точек: пункт управления — управляемый снаряд — цель, но также и путем совмещения на одной линии упрежденной точки встречи Q управляемого снаряда и пункта управления. В последнем случае имеем систему наведения по радиолучу в упрежденную точку. Возможная функциональная схема такой системы аналогичная схемам, описанным в [37, 45], и соответствующая плоской задаче — наведению зенитного снаряда в вертикальной плоскости, — приведена на рис. 8.9.

С радиовизира цели (РВЦ) непрерывно снимаются данные, характеризующие угол места цели $\theta_ц$ и дальность до нее $R_ц$. Эти данные в виде приборных аналогов напряжений $u_{\theta_ц}$ и $u_{R_ц}$ поступают на управляющий счетнорешающий прибор (УСРП). На этот же прибор поступает также напряжение u_{R_c}, представляющее собой приборный аналог расстояния до снаряда. Это расстояние непрерывно измеряется с помощью радиодальномерной системы, наземная часть которой на рис. 8.9 считается совмещенной с устройством формирования луча (УФЛ-Д).

На основе непрерывно поступающих данных об угловых координатах цели и о расстояниях до цели и снаряда в управляющем счетнорешающем приборе непрерывно рассчитывается местоположение мгновенной упрежденной точки встречи, в принципе, аналогично расчету этой точки в артиллерийском ПУАЗО.

Существенное отличие рассматриваемого счетнорешающего прибора от ПУАЗО состоит в том, что в ПУАЗО упрежденная точка встречи рассчитывается только один раз — непосредственно перед выстрелом. В рассматриваемом же случае после выстрела непрерывно пересчитывается местоположение этой точки с учетом траекто-

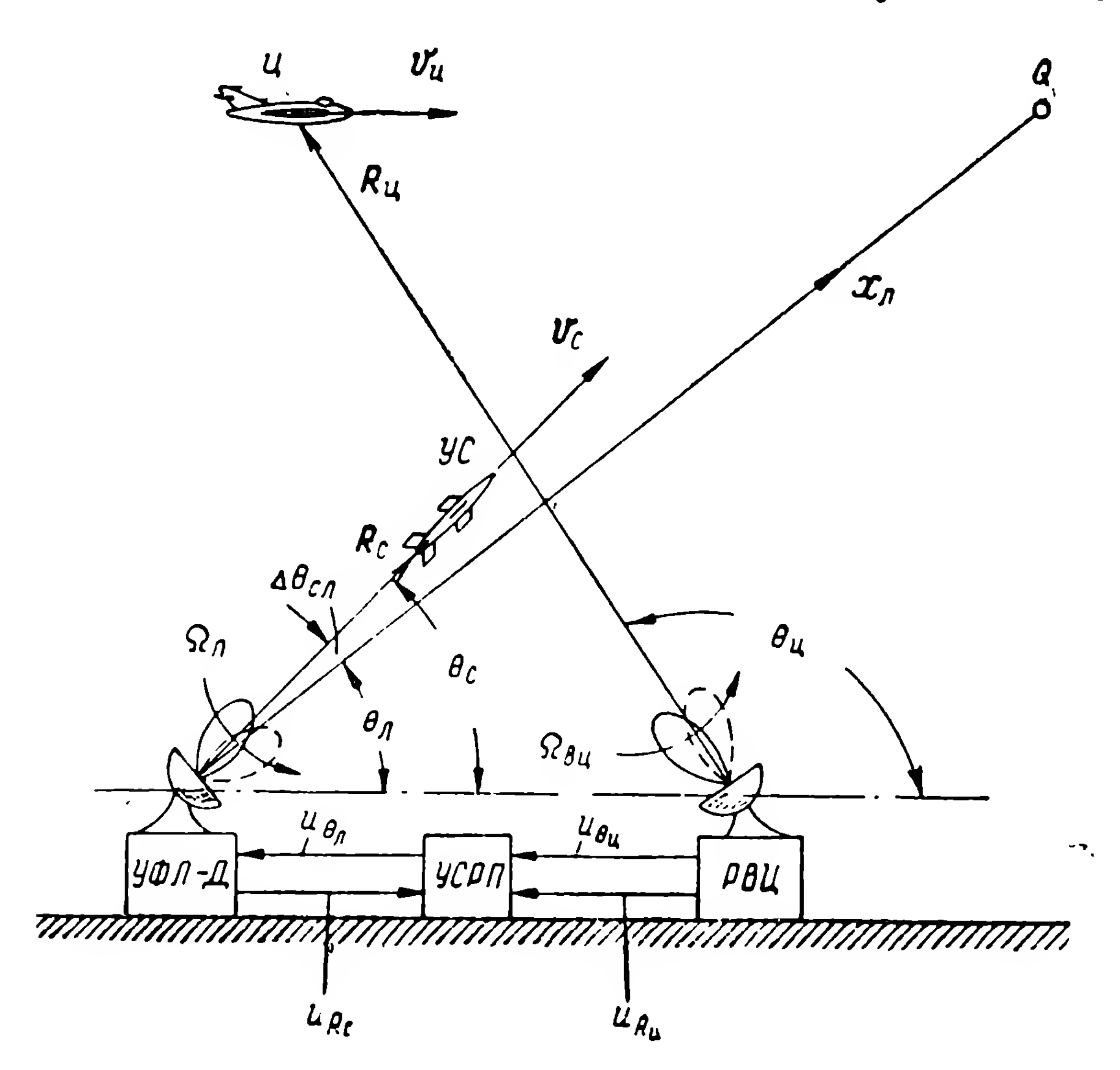


Рис. 8.9. Функциональная схема системы наведения по радиолучу в упрежденную точку:

Ц — цель; УС — управляемый снаряд; *Q* — упрежденная точка встречи; УФЛ-Д — устройство формирования радиолуча и дальномерное устройство; УСРП — управляющий счетнорешающий прибор; РВЦ — радиовизир цели.

рии и характеристик движения цели и снаряда. Радиолуч с помощью соответствующего устройства, управляемого счетнорешающим прибором, непрерывно направляется в упрежденную мгновенную точку встречи. Таким образом, при движении снаряда вдоль радиолуча его встреча с целью будет обеспечена.

Структурная схема рассматриваемой системы управления в радиолуче приведена на рис. 8.10. За исключением наличия управляющего счетнорешающего прибора *2*, эта схема аналогична структурной схеме системы управления в радиолуче, приведенной на рис. 8.5. При сопоставлении схем рис. 8.5 и 8.10 следует иметь в виду,

что первая из них соответствует контуру управления по курсу, а вторая — контуру управления по тангажу. Кроме того, в схеме рис. 8.10 для простоты считаем, что цель и снаряд движутся в одной плоскости.

Представляет интерес сравнение схемы рис. 8.10 со структурной схемой системы радиотелеуправления при

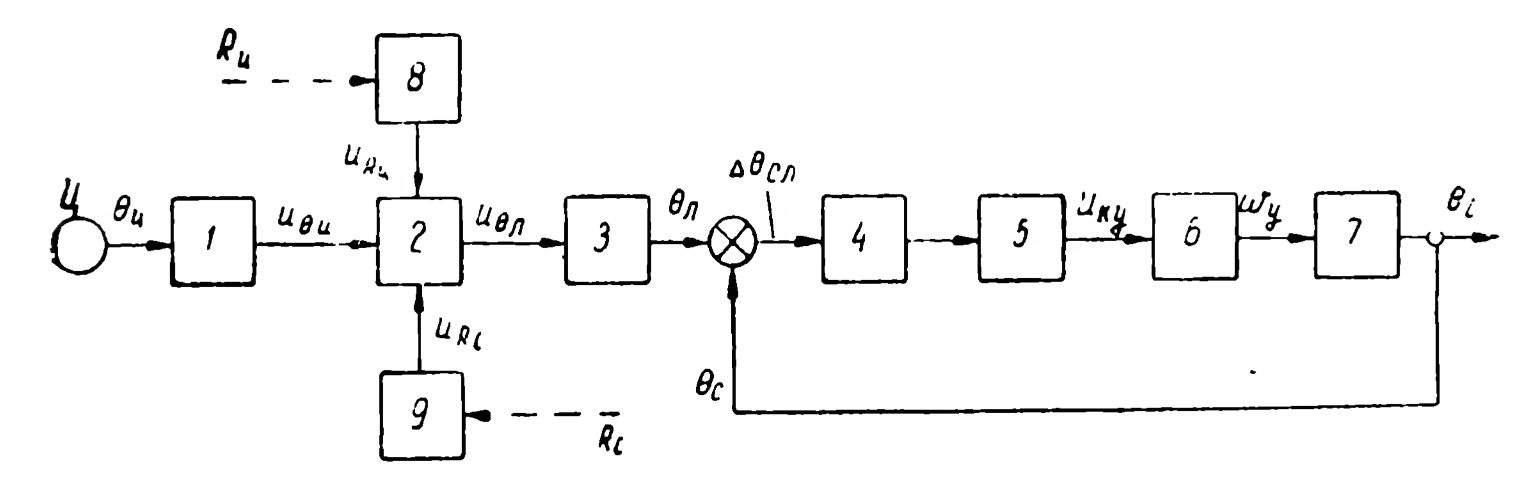


Рис. 8.10. Структурная схема системы управления в радиолуче при наведении в упрежденную точку:

1 — радиовизир цели (РВЦ); *2* — управляющий счетнорешающий прибор (УСРП); *3* — устройство, управляющее направлением радиолуча; *4* — устройство формирования радиолуча; *5* — бортовое радиоприемное устройство; *6* — управляемый снаряд; *7* — кинематическое звено; *8* и *9* — радиодальномеры, измеряющие соответственно расстояние до цели и снаряда.

наведении в упрежденную точку, рассмотренной в § 7.2 (рис. 7.5). Как было показано, существенной особенностью структурной схемы рис. 7.5 является нелинейность используемого в ней управляющего счетнорешающего прибора, входящего в замкнутый контур регулирования. Линеаризация этого прибора и «замораживание» его коэффициентов оказалось возможным только для ограниченного участка траектории снаряда.

При наведении в упрежденную точку с помощью радиолуча управляющий счетнорешающий прибор не входит в состав замкнутого контура регулирования, что непосредственно видно из структурной схемы рис. 8.10. Таким образом, линеаризация замкнутого контура регулирования здесь является более простой задачей, чем линеаризация контура структурной схемы рис. 7.5. Это обстоятельство упрощает проектирование и исследование рассматриваемой системы управления.

8.3. РАДИОЛИНИЯ УПРАВЛЕНИЯ В РАДИОЛУЧЕ

Радиолиния управления включает в себя: канал сигнала ошибки и канал передачи опорного напряжения. Первый канал является собственно каналом радиотеле-

наведения, а второй представляет собой радиоканал связного типа.

В рассматриваемом случае в канале сигнала ошибки взят метод модуляции АИМ-АМ. Для передачи сигнала опорного напряжения также используем импульсный принцип работы. При этом в моменты, соответствующие нулям опорной синусоиды, на снаряд передаются опор-

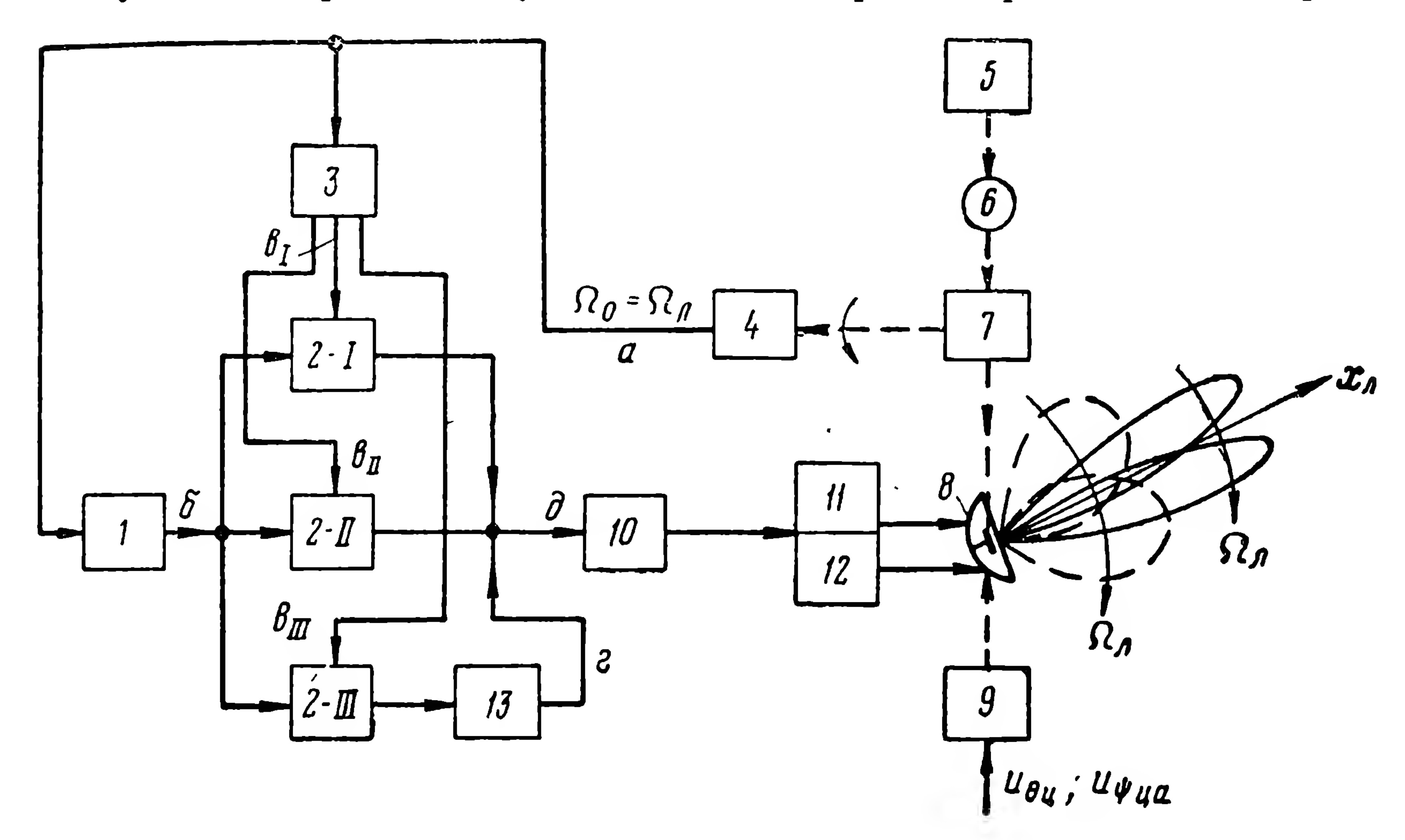


Рис. 8.11. Блок-схема устройства формирования радиолуча (УФЛ):
1 — генератор периодических импульсов; *2-I*, *2-II* — шифраторы первого и второго тактового импульсов; *2-III* — схема антисовпадения; *3* — переключатель шифраторов; *4* — генератор синусоидального напряжения (хронизатор); *5* — источник напряжения питания; *6* — мотор, вращающий вибратор антенны; *7* — редуктор; *8* — антенна с вращающейся диаграммой направленности; *9* — следящий привод, управляющий направлением антенны радиолуча; *10* — модулятор; *11* — генератор передающего устройства узкого радиолуча; *12* — генератор передающего устройства широкого радиолуча; *13* — элемент задержки на время, равное $t_к$.

ные импульсы. Подобный принцип передачи опорного сигнала указан, например, в работе [37]. Блок-схема возможного варианта устройства формирования радиолуча изображена на рис. 8.11. Пунктиром на этом рисунке обозначены механические связи.

Принцип работы схемы формирования радиолуча иллюстрируется временной диаграммой, приведенной на рис. 8.12. Несимметрично расположенный излучатель передающей антенны *8* вращается с частотой $\Omega_л$ электродвигателем *6* через редуктор *7*. От редуктора механический привод идет к генератору синхронизирующего

синусоидального напряжения *4*. Этот генератор является хронизатором по отношению ко всей остальной схеме. Изменяя установку сцеплений в редукторе, можно подбирать начальный сдвиг фаз между синхронизирующим синусоидальным напряжением и вращением диаграммы направленности антенны. Частоту синхронизирующего

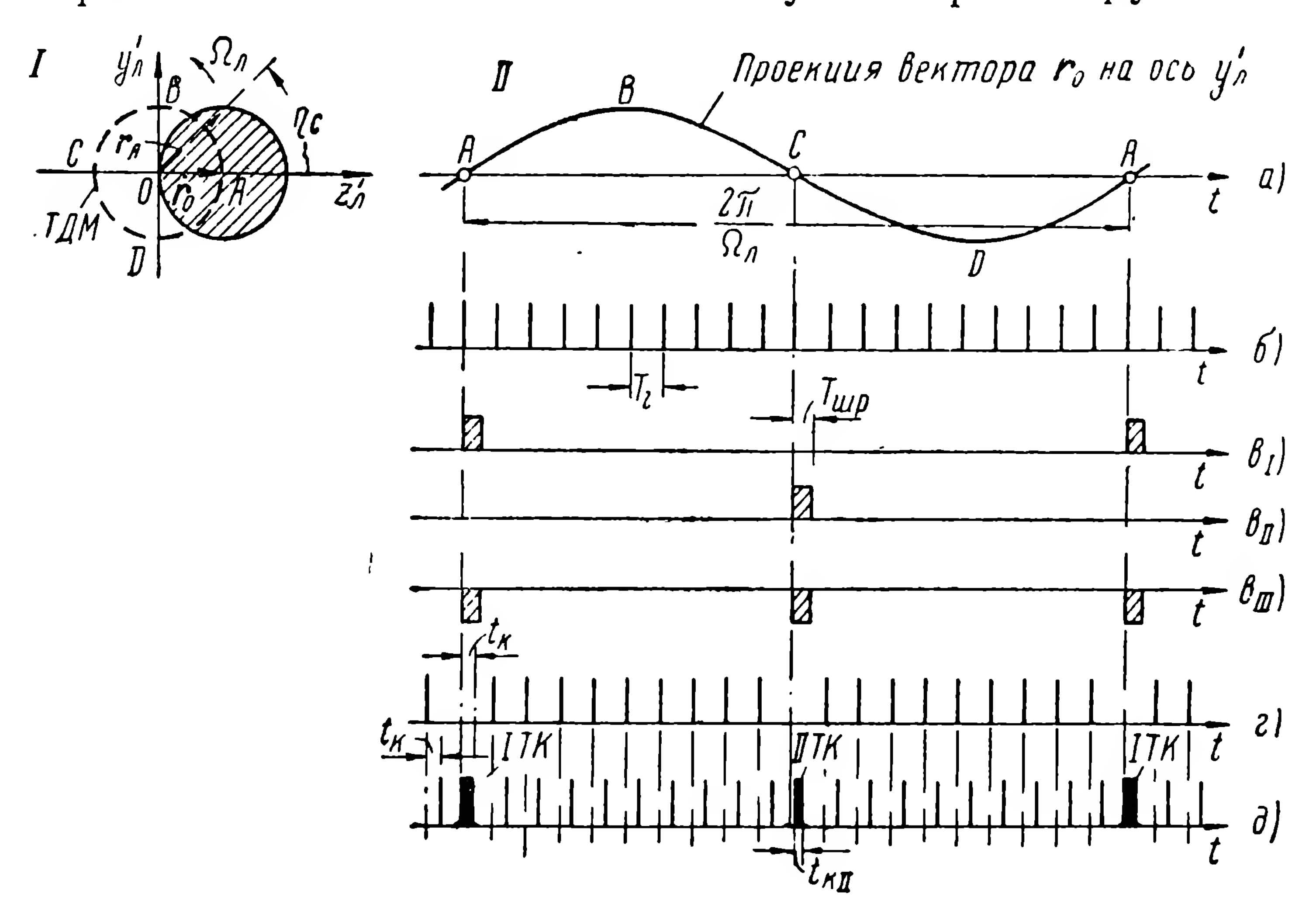


Рис. 8.12. Проекция диаграммы направленности антенны радиолуча на плоскость $Oy'_л z'_л$ (*I*), временные диаграммы в схеме устройства формирования радиолуча рис. 8.11 (*II*):

а — синхронизирующее напряжение; *б* — периодическая последовательность импульсов генератора *1*; $в_I$ — импульсы, открывающие выход шифратора первого тактового импульса (ITK); $в_{II}$ — импульсы, открывающие выход шифратора второго тактового импульса (IITK); $в_{III}$ — импульсы, запирающие схему антисовпадений *2-III*; *г* — последовательность рабочих импульсов; *д* — модулирующий сигнал. ТДМ — траектория движения максимума диаграммы направленности.

напряжения Ω_0 и частоту вращения этой диаграммы $\Omega_л$ будем считать равными ($\Omega_0 = \Omega_л$). В этом случае синхронизирующее напряжение (рис. 8.12,*II*,*а*) может рассматриваться как проекция на ось $y'_л$ радиус-вектора $\mathbf{r}_0$ (рис. 8.12,*I*), вращающегося с частотой $\Omega_л$. Напряжение с генератора *4* синхронизирует работу переключателя шифраторов *3*, а также генератора периодических импульсов *1*, которые затем используются как рабочие импульсы радиолуча. Следует отметить, что в принципе равенство частот $\Omega_л$ и Ω_0 необязательно: в общем случае будет достаточным кратное соотношение этих частот.

Передача опорного сигнала осуществляется парой тактовых импульсов, более широких, чем рабочие. Длительность первого тактового импульса равна $t_к$ ($t_{кI}=t_к$), а длительность второго меньше $t_к$ ($t_{кII}<t_к$). Один из импульсов сигнала опорного напряжения (первый тактовый импульс IТК на рис. 8.12,*II*,*д*) формируется шифратором *2-I*, а другой (второй тактовый импульс IIТК) — шифратором *2-II*. Излучение первого тактового импульса происходит в тот момент, когда центр диаграммы направленности (максимум излучения) передающей антенны находится в точке *А* (рис. 8.12,*I*), а второго тактового импульса — в точке *С*. Таким образом, первый тактовый импульс формируется при прохождении синхронизирующего напряжения (рис. 8,12,*II*,*а*) через нуль при положительной производной, а второй — при отрицательной. С выхода шифраторов импульсы поступают на модулятор передатчика *10*, а затем на генераторы несущих колебаний радиолуча *11* и *12*. В промежутки времени, в течение которых передатчик модулируется тактовыми импульсами, специальный импульс, формируемый в переключателе *3*, запирает схему антисовпадения *2-III* и рабочие импульсы на модулятор не проходят. В свою очередь, шифраторы тактовых импульсов *2-I* и *2-II* отпираются импульсами, также формируемыми в переключателе *3*, только на небольшие промежутки времени $T_{шр}$, в течение которых формируется соответствующий тактовый импульс ($T_{шр}>t_к$).

С тем чтобы обеспечить положение заднего фронта тактового импульса на одинаковом временном расстоянии от заднего фронта предыдущего и последующего рабочих импульсов, в схему рис. 8.11 введено звено *13*. В этом звене осуществляется временная задержка рабочих импульсов на время $t_к$. Подобная задержка упрощает селекцию рабочих импульсов в радиоприемном устройстве. Антенна радиолуча *8* имеет два синхронно вращающихся вибратора, которые питаются от генераторов высокой частоты *11* и *12*. Вибраторы излучают разные несущие частоты и образуют соответственно широкий и узкий лучи.

Положение радиолуча в пространстве определяется приборными аналогами угла места $u_{\theta_ц}$ и азимута $u_{\varphi_{ца}}$ цели,

поступающими на следящую систему управления радиолучом 9 (рис. 8.11) со счетнорешающего прибора (рис. 8.1).

Возможный вариант блок-схемы бортового радиоприемного устройства для рассматриваемой системы управления приведен на рис. 8.13, а временные диаграммы, поясняющие ее работу, даны на рис. 8.14. Обозначе-

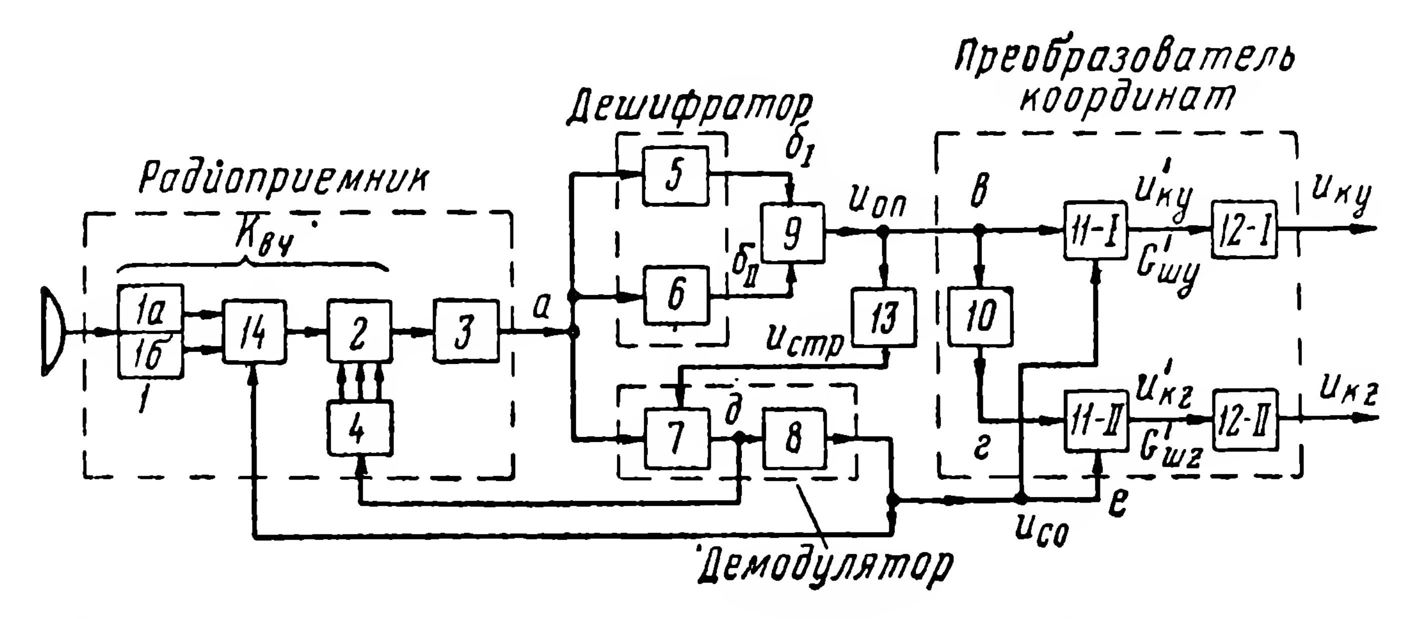


Рис. 8.13. Блок-схема бортового приемного устройства радиолинии управления в радиолуче:

1 — высокочастотный преобразователь приемника (*1а* — тракт узкого луча, *1б* — тракт широкого луча); *2* — усилитель промежуточной частоты (УПЧ); *3* — демодулятор несущей (амплитудный детектор); *4* — автоматическая регулировка усиления (АРУ); *5*, *6* — дешифраторы первого и второго тактовых импульсов; *7* — детектор сигнала ошибки; *8* — фильтр канала сигнала ошибки; *9* — триггер; *10* — фазовращатель на 90°; *11-I* и *11-II* — фазовые детекторы (коммутаторы) каналов тангажа и курса; *12-I* и *12-II* — выходные фильтры; *13* — генератор стробирующих импульсов; *14* — переключатель с широкого на узкий луч.

ния отдельных диаграмм на рис. 8.14 соответствуют обозначениям различных точек в схеме рис. 8.13.

В состав радиоприемного устройства входят: супергетеродинный приемник (блоки *1*, *2*, *3*, *4*), детектор сигнала ошибки *7* с фильтром *8*, дешифраторы тактовых импульсов (блоки *5* и *6*) и преобразователи полярных координат в декартовые (блоки *9*, *10*, *11* и *12*). На выходе дешифраторов появляется одиночный импульс каждый раз после того, как на вход поступает соответствующий данному дешифратору тактовый импульс. Импульсы дешифратора используются для управления триггером *9*, вырабатывающим для канала тангажа опорное напряжение (рис. 8.14,*в*), фаза которого связана с начальным положением в пространстве диаграммы направленности антенны радиолуча. Опорное напряжение для канала курса (сдвинутое на угол $\frac{\pi}{2}$ по отношению к опорному напряжению канала тангажа) сни-

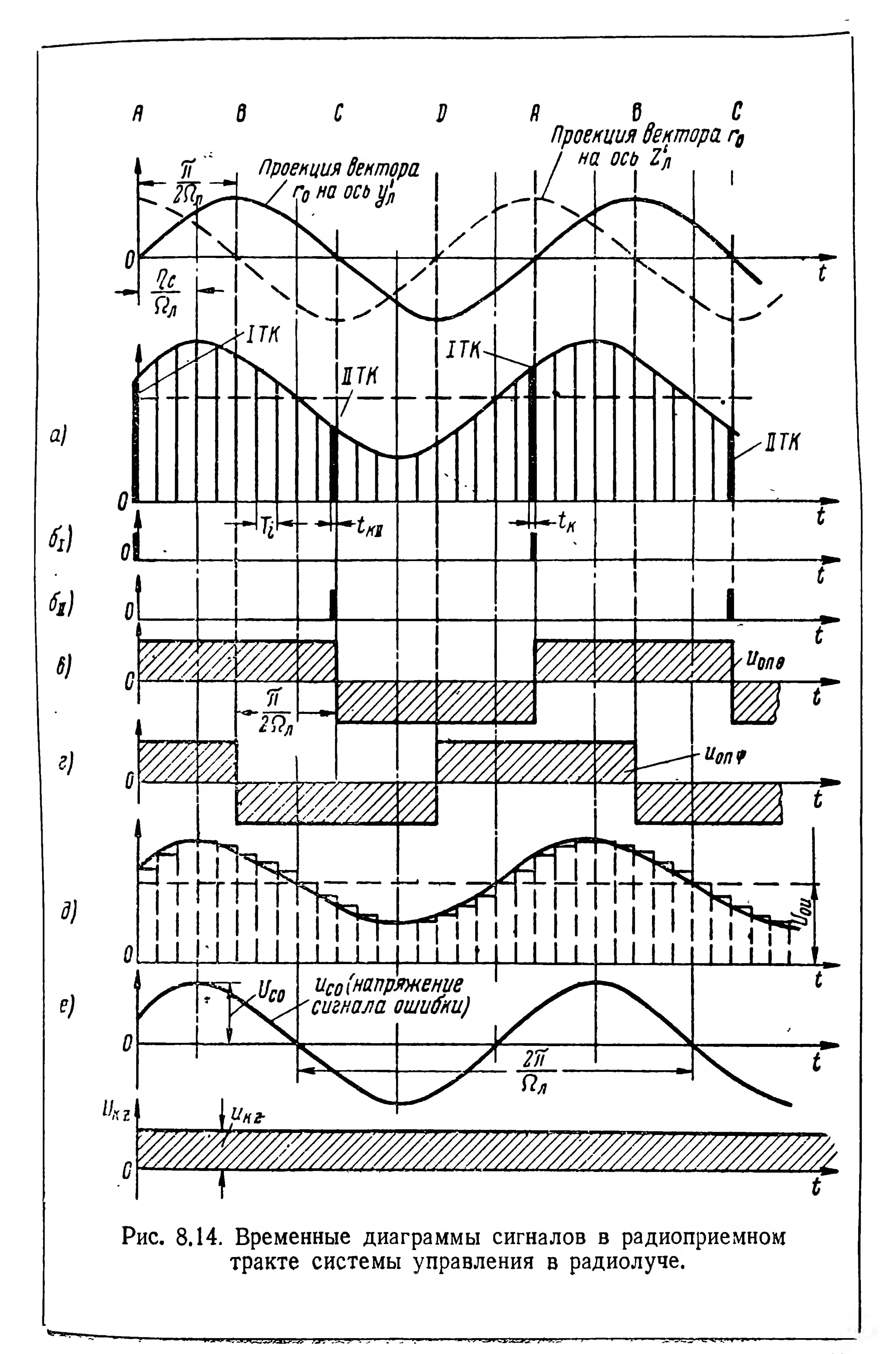


Рис. 8.14. Временные диаграммы сигналов в радиоприемном тракте системы управления в радиолуче.

мается с фазосдвигающего устройства *10*. Прямоугольное напряжение с выхода триггера *9* подается на генератор стробирующих импульсов *13*. В его состав входит умножитель частоты, осуществляющий умножение в $\frac{2\pi/T_i}{\Omega_л}$ раз. На выходе этого умножителя частоты имеем последовательность импульсов (напряжение $u_{стр}$) с периодом повторения T_i. Импульсы этой последовательности используются как стробирующие импульсы, открывающие детектор сигнала ошибки *7* каждый раз, когда на него может поступить рабочий или тактовый импульс.

Амплитудно-модулированная периодическая последовательность импульсов АИМ-1 (рис. 8.14,*а*) поступает на детектор сигнала ошибки *7* и затем на фильтр *8*, на выходе которого выделяется огибающая амплитудной модуляции.

Рассмотрим более подробно работу детектора сигнала ошибки. В качестве детектора сигнала ошибки могут применяться: пиковый детектор, детектор со сбросом или ключевой детектор [24]. Заметим, что временная диаграмма рис. 8.14,*д* соответствует случаю применения ключевого детектора.

В гл. 5 было показано, что в спектре амплитудно-импульсной модуляции содержится составляющая частоты огибающей $\Omega_л$. Следовательно, для выделения частоты $\Omega_л$ из импульсного сигнала, в принципе, может использоваться только линейный полосовой фильтр, настроенный на частоту $\Omega_л$. Однако при большой скважности импульсного сигнала амплитуда выделенной таким образом составляющей $u_{со}$ будет весьма мала. Для увеличения амплитуды применяют предварительное «растягивание» импульсов. Подобное растягивание осуществляется с помощью детектора с большой постоянной времени разряда. Этот детектор и называют детектором сигнала ошибки. При этом АИМ-1 превращается в АИМ-2. Амплитуда составляющей на частоте $\Omega_л$ значительно возрастает из-за увеличения длительности импульсов. Фильтр *8*, настроенный на частоту $\Omega_л$, выделяет напряжение сигнала ошибки из АИМ-2.

Пиковый детектор (рис. 8.15,*а*) является простейшим детектором сигнала ошибки. Его недостатки: сравни-

тельно малый коэффициент детектирования и искажение огибающей при большой глубине модуляции. Импульсы на выходе пикового детектора имеют вершину, спадающую по экспоненциальному закону (рис. 8.15,*б*). Применяется также так называемый сеточный пиковый детектор, в котором для детектирования используется промежуток сетка — катод многосеточной лампы.

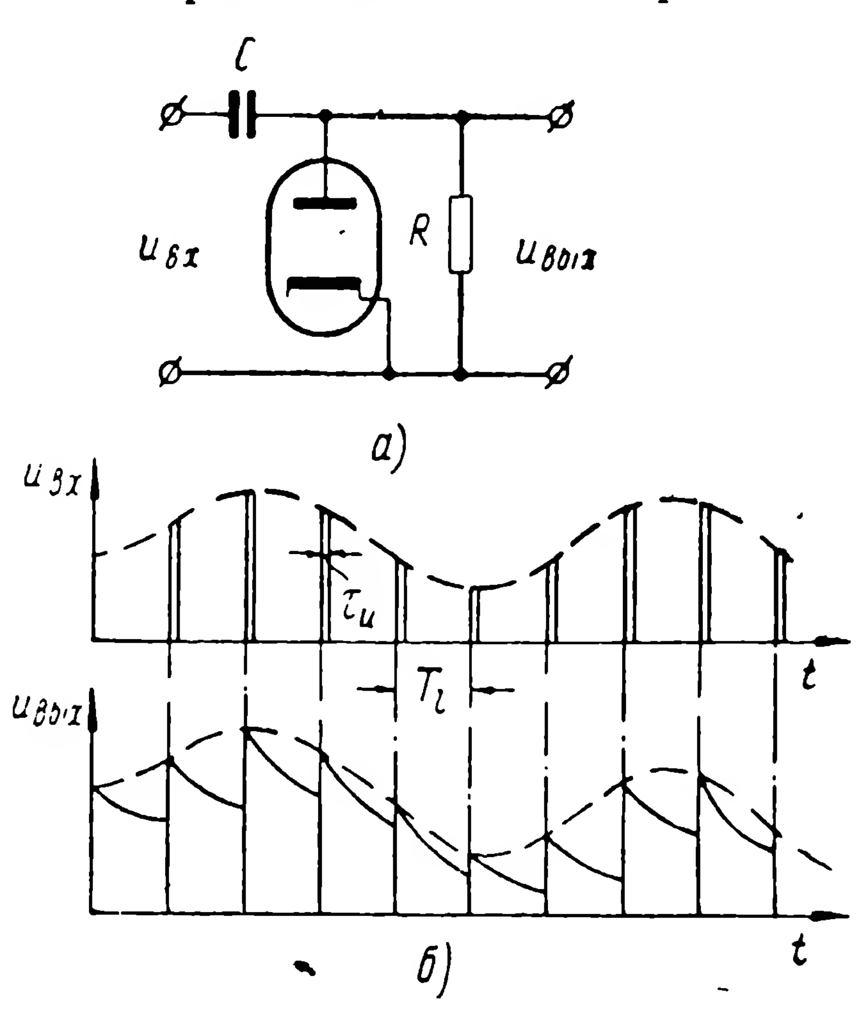


Рис. 8.15. Схема пикового детектора (*а*) и осциллограммы входного $u_{вх}$ и выходного напряжений $u_{вых}$ (*б*).

Детектор со сбросом и ключевой детектор свободны от недостатков пикового детектора, но для их работы требуются стробирующие импульсы, которые обеспечивают коммутацию накопительной емкости детектора для каждого рабочего импульса сигнала. Стробирующие импульсы в схеме радиоприемного устройства (рис. 8.13) вырабатываются блоком *13*.

Схема ключевого детектора приведена на рис. 8.16,*а* [48]. Напряжение заряженной емкости C_0 в этой схеме равно амплитуде стробирующих импульсов $U_{стр}$ и во время работы практически не изменяется, так как постоянная времени R_0C_0 велика. Это напряжение запирает все четыре диода. В момент прихода очередного стробирующего импульса диоды открываются, так как напряжение между точками *А*, *Б* становится равным нулю. Импульс сигнала, совпадающий по времени со стробирующим импульсом, заряжает емкость *С* через диоды $Д_2$ и $Д_3$. Напряжение на емкости *С* во время паузы остается практически неизменным, так как диоды заперты. Следующий импульс сигнала будет подзаряжать емкость *С*, если его амплитуда больше предыдущего. В противном случае (амплитуда очередного импульса сигнала меньше ампли-

туды предыдущего) емкость C разрядится до амплитуды очередного импульса через диоды $Д_4$ и $Д_1$. На рис. 8.16,*б* приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы. Ключевой детектор обеспечивает растягивание импульсов сигнала на весь период повторения

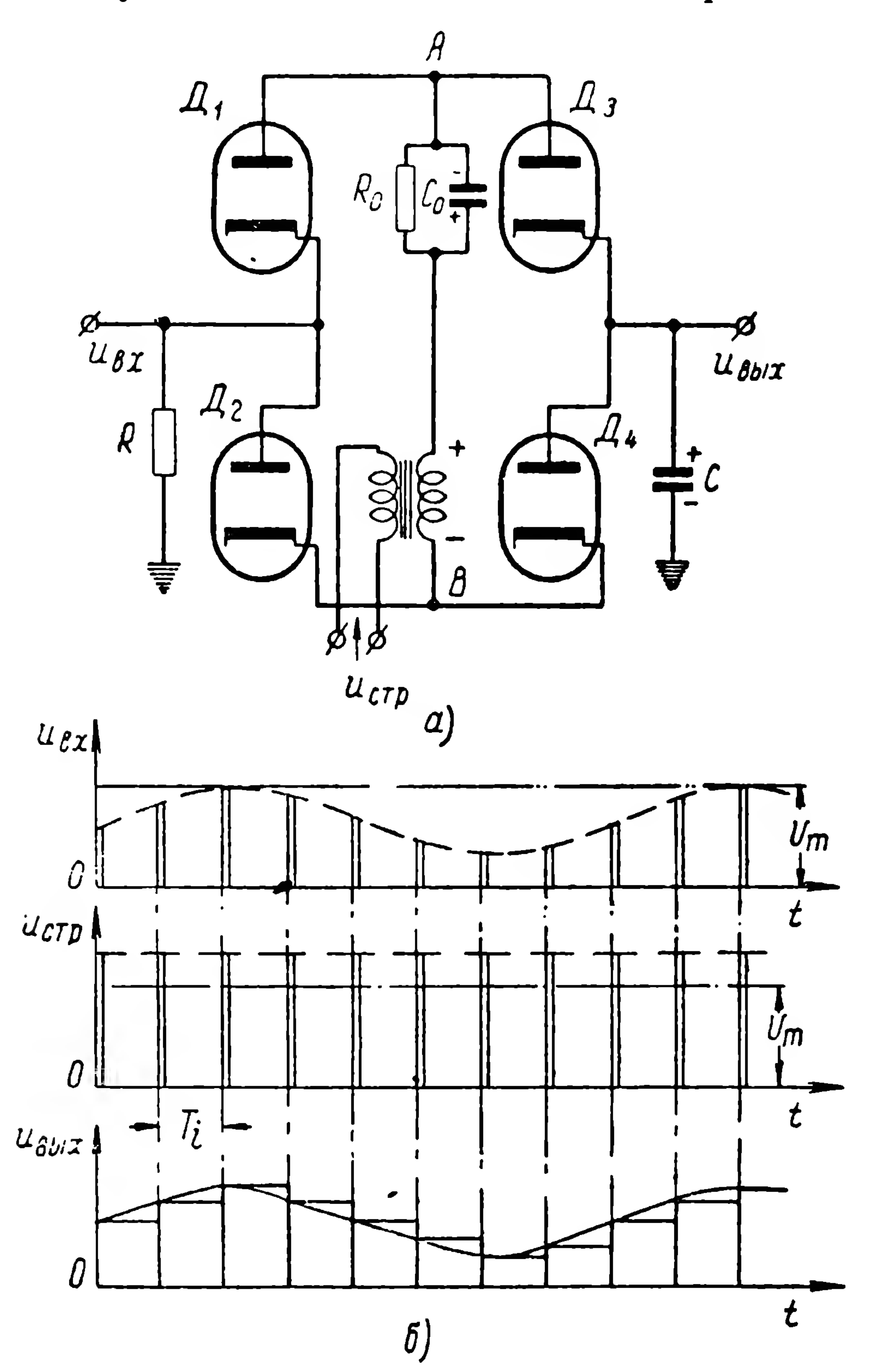


Рис. 8.16. Схема ключевого детектора (*а*) и временные диаграммы входного напряжения $u_{вх}$, напряжения стробов $u_{стр}$ и выходного напряжения $u_{вых}$ (*б*).

импульсов T_i. Детектор со сбросом [24] растягивает эти импульсы на несколько меньшее время, равное примерно $(0{,}7 \div 0{,}9)T_i$. Форму импульсов на выходе этих детекторов можно считать практически прямоугольной. Как ключевой детектор, так и детектор со сбросом преобразовывают АИМ-1 в АИМ-2.

Опорные сигналы и сигнал ошибки поступают на фазовые детекторы *11* (рис. 8.13). Фазовые детекторы тангажа и курса выдают напряжения постоянного тока, величины которых пропорциональны амплитуде сигнала ошибки $U_{со}$ и соответственно синусу и косинусу фазового угла между сигналом ошибки и опорным сигналом:

$$u_{ку} = K_{фду} U_{со} \sin \eta_с, \quad (8.3.1а)$$

$$u_{кz} = K_{фдz} U_{со} \cos \eta_с, \quad (8.3.1б)$$

где $K_{фду}$ и $K_{фдz}$ — коэффициенты усиления соответственно фазового детектора канала тангажа и фазового детектора канала курса.

Из соотношений (8.3.1) и схемы рис. 8.13 следует, что все устройство, включающее в себя фазовые детек-

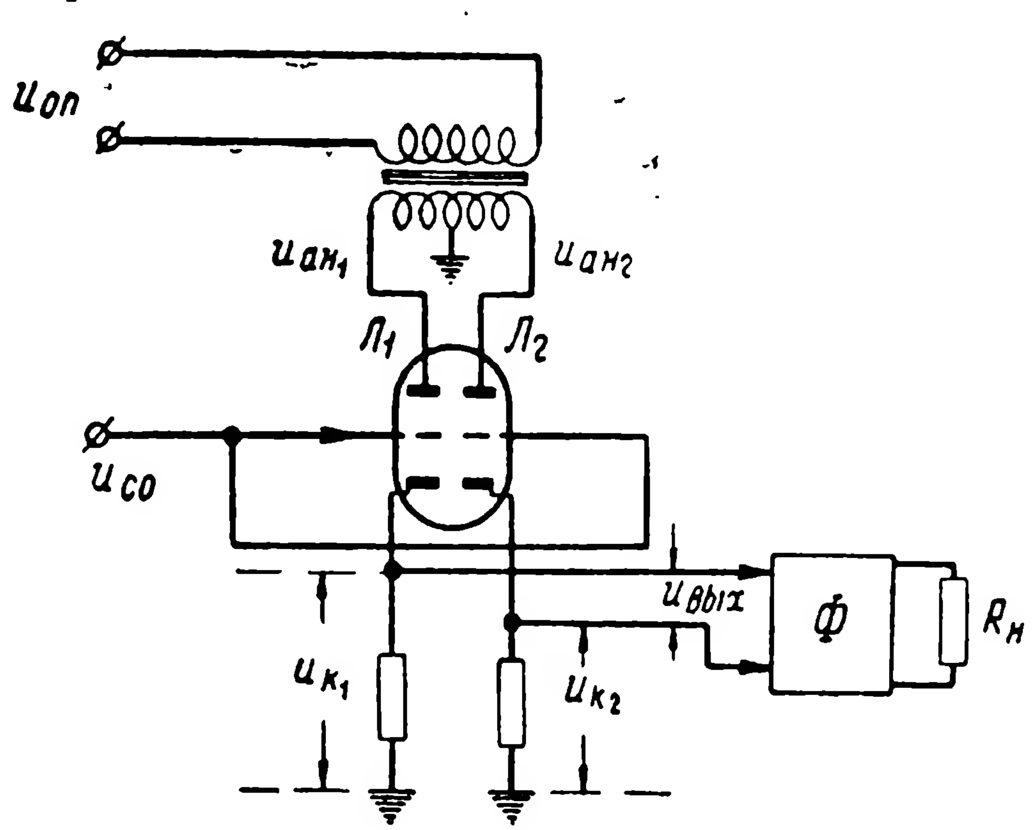


Рис. 8.17. Схема фазового детектора (коммутатора).

торы *11*, выходные фильтры *12*, триггер *9* и фазовращатель *10*, представляет собой, по существу, преобразователь координат. Командный сигнал на входе этого устройства задан в полярной системе координат, а на выходе — в декартовой системе.

Возможная схема построения простейшего фазового детектора с прямоугольным опорным напряжением (фазового коммутатора) приведена на рис. 8.17. Принцип действия фазового коммутатора может быть пояснен

следующим образом. Опорное напряжение $U_{оп}$ прямоугольной формы поступает на аноды ламп $Л_1$ и $Л_2$ в противофазе. Следовательно, лампы $Л_1$ и $Л_2$ работают поочередно (коммутируются). Когда напряжение на аноде $Л_1$ положительно, эта лампа по отношению к сигналу ошибки $u_{со}$ работает как катодный повторитель и, следовательно,

$$u'_{к_1} = Ku_{со} + u_0, \tag{8.3.2}$$

где K — коэффициент усиления катодного повторителя;

u_0 — постоянная составляющая напряжения в катоде лампы при нулевом напряжении на сетке.

Лампа $Л_2$ в это время заперта и, следовательно,

$$u'_{к_2} = 0.$$

Через половину периода режимы ламп изменятся на противоположные

$$u''_{к_1} = 0 \text{ и } u''_{к_2} = Ku_{со} + u_0. \tag{8.3.3}$$

Выходное напряжение снимается между катодами ламп. Поэтому

$$u_{вых} = u_{к_1} - u_{к_2}. \tag{8.3.4}$$

Временные диаграммы напряжений в схеме показаны на рис. 8.18. Сравнивая временную диаграмму входного напряжения $u_{со}$ (рис. 8.18*а*) с диаграммой выходного напряжения $u_{вых}$ (рис. 8.18,*е*), можно установить, что эти напряжения связаны между собой следующей зависимостью:

$$u_{вых} = (Ku_{со} + u_0)\, u_{ком}, \tag{8.3.5}$$

где $u_{ком}$ — коммутирующая функция фазового коммутатора, (рис. 8.18,*ж*).

Напряжение сигнала ошибки (при выборе начала отсчета в точке A — рис. 8.14) можно записать как

$$u_{со} = U_{со} \cos(\Omega_л t - \eta_с). \tag{8.3.6}$$

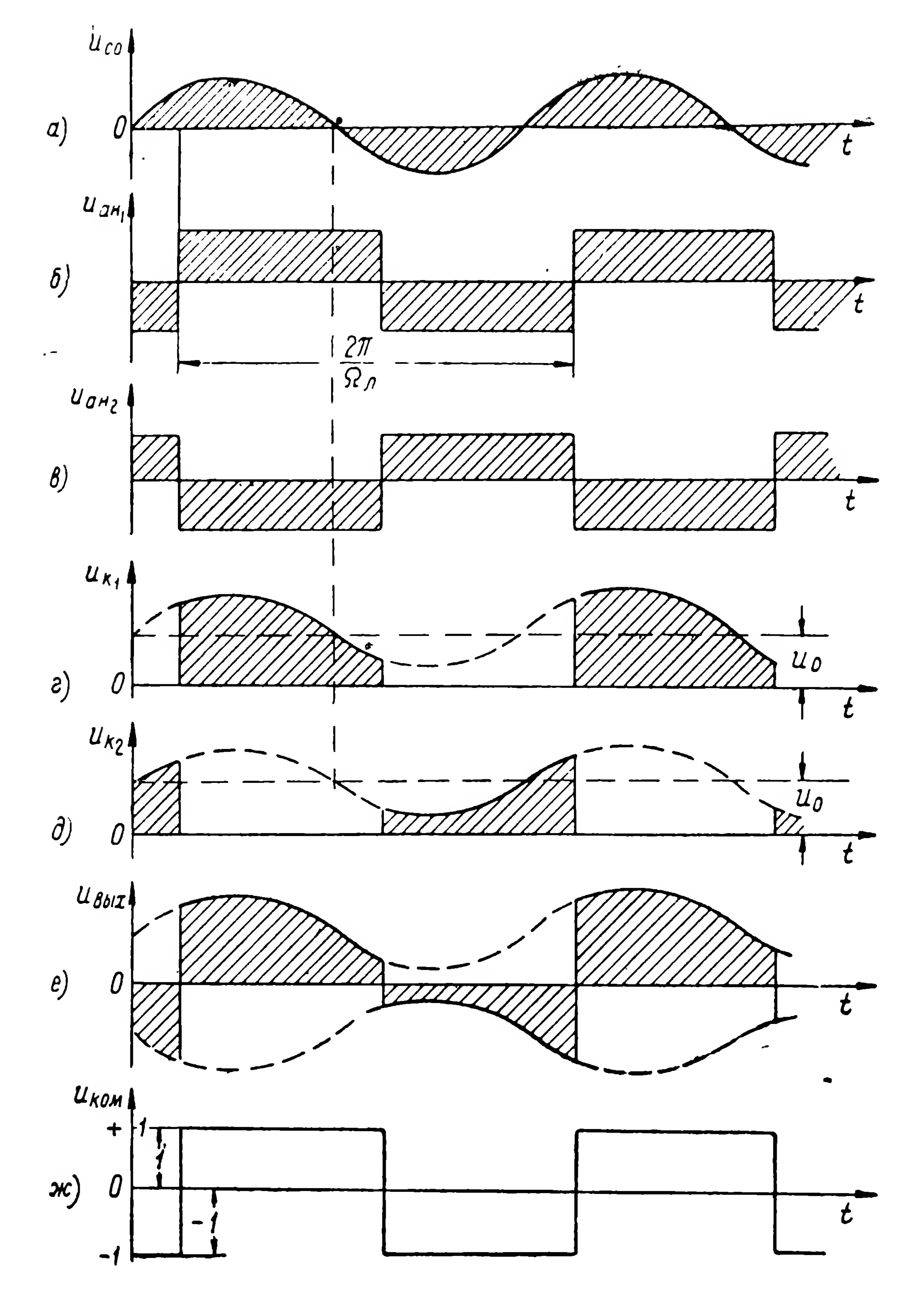


Рис. 8.18. Временные диаграммы, поясняющие работу фазового детектора (коммутатора).

Функцию $u_{ком}$ можно разложить в ряд Фурье и представить (для канала курса) в виде

$$u_{ком}=\frac{4}{\pi}\cos\Omega_л t-\frac{4}{3\pi}\cos 3\Omega_л t+\ldots \qquad (8.3.7)$$

Подставляя соотношения (8.3.6) и (8.3.7) в формулу (8.3.5), после тригонометрических преобразований получаем

$$u_{вых}=\frac{2K}{\pi}U_{co}\cos\eta_c+\frac{2K}{\pi}U_{co}\cos(2\Omega_л t-\eta_c)+\ldots+$$

$$+\frac{4}{\pi}u_0\cos\Omega_л t+\ldots \qquad (8.3.8)$$

Одним из недостатков простейшей схемы фазового коммутатора рис. 8.17 является большая амплитуда гармоники частоты $\Omega_л$ в анодном напряжении, появляющаяся из-за коммутации постоянного напряжения u_0 [см. формулу (8.3.8)]. Поэтому чаще применяются более сложные схемы [60], в которых постоянная составляющая компенсируется. Для таких схем также можно пользоваться полученными формулами, если положить в них $u_0=0$.

Фильтр на выходе фазового коммутатора не пропускает переменные составляющие с частотами $\Omega_л$, $2\Omega_л$ . . . Следовательно, на выходе фильтра фазового коммутатора канала курса будем иметь медленно меняющееся (при движении снаряда) напряжение

$$u_{кz}=L_ф\left[\frac{2K}{\pi}U_{co}\cos\eta_c\right], \qquad (8.3.9а)$$

где $L_ф$ — оператор преобразования фильтра.

Под сигналом на входе этого фильтра (имеющего коэффициент передачи на нулевой частоте, равный единице) будем понимать величину

$$u'_{кz}=\frac{2K}{\pi}U_{co}\cos\eta_c. \qquad (8.3.9б)$$

Назначение фильтров на выходе фазовых коммутаторов (блоки *12-I* и *12-II* на рис. 8.13 и блок Ф на рис. 8.17) состоит не только в фильтрации гармоник частоты $\Omega_л$. В реальной системе всегда имеются флюктуации выходного напряжения, вызванные воздействием на радиоканал различных помех. Фильтр после фазового коммутатора может быть сделан достаточно узкополосным, чтобы существенно уменьшить мощность этих флюктуаций и соответственно опасность появления

нелинейных искажений из-за перегрузок в автопилоте. Однако, с другой стороны, выбирая частотную характеристику фильтра, следует учитывать необходимость получения достаточной полосы пропускания для передачи изменений сигнала команды при движении снаряда.

Коэффициент передачи приемного устройства по каналу курса $K_{\text{п}z}$ может быть теперь определен по формуле (8.2.11). Пусть система АРУ стабилизирует среднее значение напряжения на выходе детектора сигнала ошибки *7* (рис. 8.13), поддерживая его равным U_{0u} (рис. 8.14,*д*). Тогда амплитуда сигнала ошибки после фильтра *8* будет равна

$$U_{\text{c}0} = m_{\text{АМ}} U_{0u} K_{\text{ф}},$$

где $K_{\text{ф}}$ — коэффициент усиления фильтра *8* на резонансной частоте $\Omega_{\text{л}}$.

Подставляя значение $U_{\text{c}0}$ в формулу (8.3.9,б), будем иметь

$$u'_{\text{к}z} = \frac{2K}{\pi} K_{\text{ф}} U_{0u} m_{\text{АМ}} \cos \eta_{\text{c}}, \tag{8.3.10}$$

Следовательно, согласно формуле (8.2.11) получим

$$K_{\text{п}z} = \frac{2}{\pi} K K_{\text{ф}} U_{0u}. \tag{8.3.11}$$

Аналогично можно показать, что $K_{\text{п}z} = K_{\text{п}y}$, если фазовые детекторы обоих каналов (канала курса и канала тангажа) идентичны.

8.4. ОШИБКИ УПРАВЛЕНИЯ В РАДИОЛУЧЕ, ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ СОБСТВЕННЫМИ ШУМАМИ РАДИОЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ

Будем полагать, что оба канала — канал курса и канал тангажа — идентичны. Поэтому рассмотрим воздействие шумов бортового радиоприемного устройства только на один канал, например на канал курса. В результате подобного рассмотрения получим формулы, позволяющие оценить предельную чувствительность этого устройства. Знание предельной чувствительности приемника позволит определить необходимое значение мощно-

сти радиопередающего устройства для достижения нужной точности и дальности наведения.

Примем, что отношение $\left(\frac{P_{\text{с мин}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{пч}}$ на выходе усилителя промежуточной частоты приемника значительно превышает единицу. Амплитудный детектор несущей будем считать линейным, а характеристики всех фильтров радиоприемного тракта — прямоугольными. Учитывая, что в схеме рис. 8.13 обеспечено стробирование рабочих импульсов, можно считать, что внутренний шум действует только одновременно с сигналом. Действие шума приводит к появлению флюктуаций амплитуды рабочих и тактовых импульсов на входе детектора 7. Во время действия импульса сигнала на амплитудном детекторе несущей (блок 3 рис. 8.13) взаимодействуют синусоидальное колебание высокой частоты и шум Детектор выделяет фактическую огибающую импульса. Поскольку детектор линейный и отношение сигнал/шум велико, происходит квазилинейное преобразование. Средняя амплитуда импульсов на нагрузке детектора определяется сигналом, а дисперсия σ_a^2 (мощность) * флюктуаций — шумом. Если коэффициент передачи детектора считать равным единице, то эта дисперсия будет равна мощности шума на входе детектора. Таким образом, можно записать

$$\sigma_a^2 = G_{\text{ш пч}} \Delta f_{\text{пч}}, \qquad (8.4.1)$$

где σ_a^2 — дисперсия флюктуаций амплитуд импульсов на выходе детектора 3;

$G_{\text{шпч}}$ — спектральная плотность шума на выходе УПЧ, характеристика которого считается прямоугольной;

$\Delta f_{\text{пч}}$ — полоса пропускания УПЧ.

Поскольку шум широкополосный $\left[\text{полоса шума после детектора примерно равна } \frac{\Delta f_{\text{пч}}}{2}\text{, а период повторения импульсов } T_i \text{ сравнительно велик } \left(T_i \gg \frac{2}{\Delta f_{\text{пч}}}\right)\right]$, то можно считать, что флюктуации амплитуды соседних импульсов независимы между собой.

---

* Сопротивление, как и ранее, считаем равным 1 *ом*.

Положим, что в качестве детектора сигнала ошибки (на рис. 8.13 блок 7) используется ключевой детектор (рис. 8.14,*д* соответствует этому случаю), который растягивает импульсы до длительности T_i. В первом приближении примем, что вероятностные характеристики флюктуаций амплитуд импульсов в результате прохож-

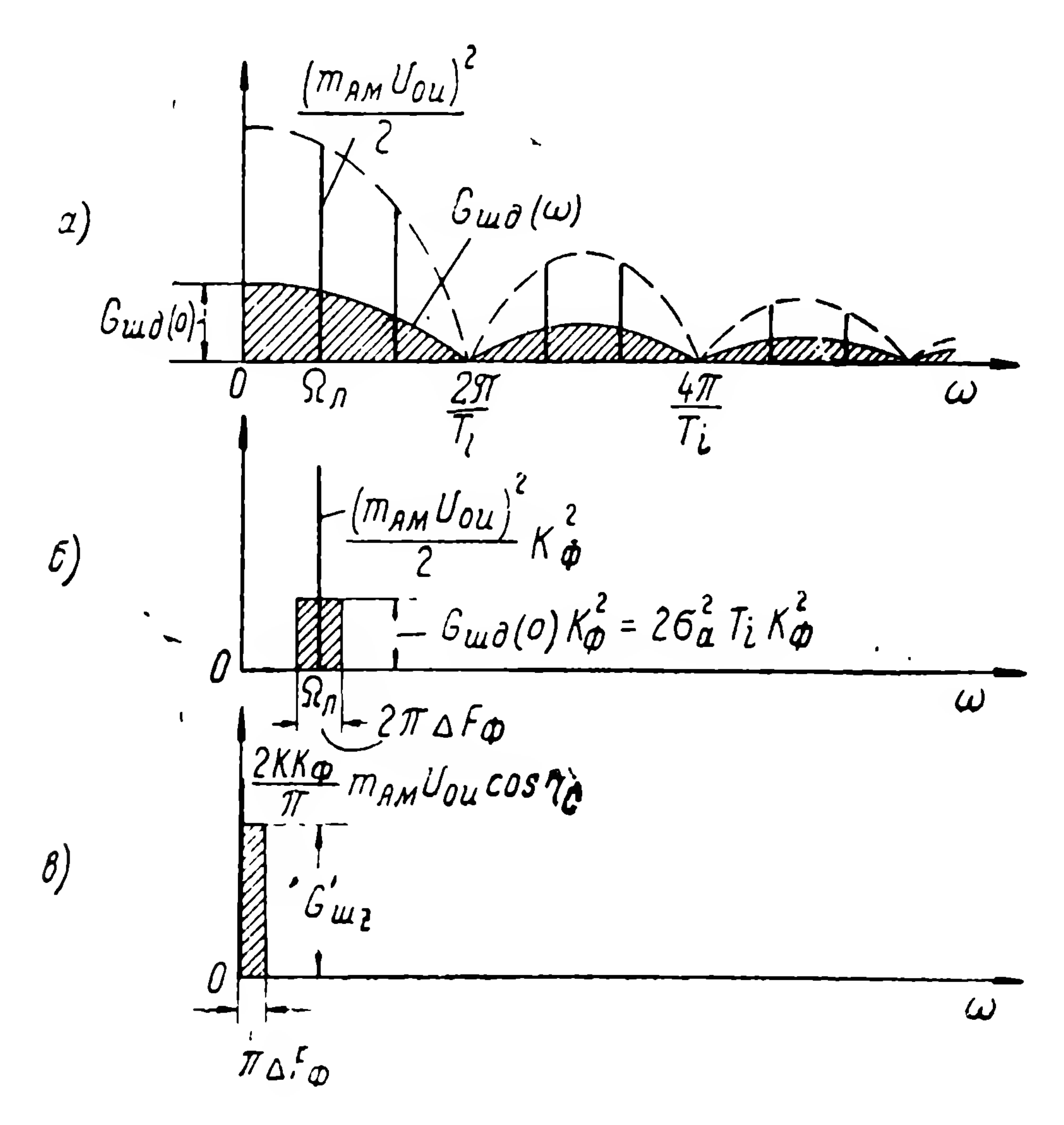


Рис. 8.19. Спектры сигнала и шума в радиолинии АИМ:

а — на выходе детектора сигнала ошибки (ключевого детектора); *б* — после фильтра сигнала ошибки; *в* — на выходе фазового коммутатора (в области низких частот).

дения через такой детектор не изменяются *. В этом случае энергетический спектр сигнала на выходе ключевого детектора при наличии на его входе сигнала и шумов будет иметь вид, изображенный на рис. 8.19,*а*. Дискретные составляющие этого спектра остаются такими же, как и при отсутствии шума. Сплошная часть спектра определяется флюктуациями и (при коэффици-

* Строго говоря, подобное допущение справедливо только для такой схемы детектора, для которой постоянные времени заряда и разряда при воздействии импульса сигнала очень малы. Более строгий анализ ключевого детектора дан, например, в [25].

енте передачи детектора, равном единице) выражается (см. гл. 5) следующим образом:

$$G_{\text{ш}\partial}(\omega)=2\sigma_{\text{а}}^{2}\,T_{i}\left(\frac{\sin\frac{\omega T_{i}}{2}}{\frac{\omega T_{i}}{2}}\right)^{2}. \qquad (8.4.2)$$

Полезная составляющая сигнала на частоте $\Omega_{\text{л}}$ имеет амплитуду $m_{\text{АМ}}U_{0u}$, где U_{0u} — средняя амплитуда импульсов на выходе детектора сигнала ошибки (рис. 8.14,*д*).

Фильтр сигнала ошибки (рис. 8.13, блок *8*) выделяет составляющую полезного сигнала на частоте $\Omega_{\text{л}}$. Кроме того, через фильтр пройдет часть спектра флюктуаций. Полагая, что полоса пропускания этого фильтра $\Delta F_{\text{ф}}$ достаточно узка $\left(\Delta F_{\text{ф}} \ll \frac{1}{T_i}\right)$ и, учитывая также, что $\Omega_{\text{л}} \ll \frac{2\pi}{T_i}$, получаем следующее значение спектральной плотности шума на выходе фильтра сигнала ошибки (рис. 8.19,*б*):

$$G_{\text{шф}}(\Omega_{\text{л}}) \approx K_{\text{ф}}^{2}G_{\text{ш}\partial}(0)=2\sigma_{\text{а}}^{2}\,T_{i}K_{\text{ф}}^{2}. \qquad (8.4.3)$$

Сигнал ошибки и шум с выхода фильтра *8* поступают на фазовые коммутаторы (рис. 8.13, блоки *11*). Сюда же подается опорное напряжение, которое в первом приближении можно считать свободным от шумов. Подобное допущение основывается на том, что в канале опорного напряжения после дешифратора устраняются флюктуации амплитуды, а возможные временные смещения тактовых импульсов могут считаться весьма малыми. При этих условиях каждый из обоих фазовых коммутаторов рассмотренного типа (рис. 8.17) также является квазилинейным элементом, поскольку в выходном напряжении в области низких частот будут присутствовать только компоненты биений входного шума с опорным напряжением (коммутирующей функцией) и напряжение сигнала $u_{\text{к}}'{}_{z}$. Выходные фильтры (рис. 8.13, блоки *12*) вырезают узкую полосу низких частот, что позволяет не учитывать высокочастотные компоненты.

Спектральная плотность шума на выходе фазового коммутатора канала курса (рис. 8.19,*в*) будет равна

$$G'_{шг}=2G_{шф}(\Omega_л)\frac{4K^2}{\pi^2}. \qquad (8.4.4)$$

Подставляя сюда выражения (8.4.3) и (8.4.1), находим

$$G'_{шг}=16\sigma_а^2 T_i \frac{K^2K_ф^2}{\pi^2}=16G_{ш\,пч}\Delta f_{пч}T_i\frac{K_ф^2K^2}{\pi^2}, \qquad (8.4.5)$$

но

$$G_{ш\,пч}=G_{ш\,вх}K_{вч}^2, \qquad (8.4.6)$$

где $G_{ш\,вх}$ — спектральная плотность шума на входе УПЧ приемника;

$K_{вч}$ — коэффициент усиления высокочастотного преобразователя и УПЧ радиоприемного устройства.

Таким образом,

$$G'_{шг}=16K_{вч}^2G_{ш\,вх}\Delta f_{пч}T_iK_ф^2\frac{K^2}{\pi^2}. \qquad (8.4.7)$$

Коэффициент усиления $K_{вч}$ меняется при изменении мощности несущей сигнала на входе приемника из-за действия системы АРУ. Считая, что АРУ идеально и поддерживает на выходе УПЧ постоянную амплитуду сигнала, находим

$$K_{вч}=K_{вч\,макс}\sqrt{\frac{P_{с\,мин}}{P_с}}, \qquad (8.4.8)$$

где $P_{с\,мин}$ — минимально допустимая мощность сигнала в импульсе на входе приемника (мощность на максимальной дальности);

$P_с$ — фактическая мощность сигнала в импульсе на входе приемника;

$K_{вч\,макс}$ — максимальное значение коэффициента усиления $K_{вч}$, соответствующее минимальной мощности входного сигнала $P_{с\,мин}$.

Подставляя значение $K_{вч}$ из соотношения (8.4.8) в формулу (8.4.7), получаем

$$G'_{шг}=16G_{ш\,вх}K_{вч\,макс}^2\frac{P_{с\,мин}}{P_с}\Delta f_{пч}T_iK_ф^2\frac{K^2}{\pi^2}. \qquad (8.4.9)$$

Значение командного сигнала $u'_{кz}$ на выходе радиоприемного тракта найдем следующим образом. С учетом соотношения (8.4.8) среднее значение амплитуды импульсов на выходе детектора сигнала ошибки будет равно

$$U_{0u} = \sqrt{2P_с}K_{вч} = \sqrt{2}\,K_{вч\,макс}\sqrt{P_{с\,мин}} \quad (8.4.10)$$

(входное сопротивление приемника принимаем равным 1 *ом*). Следовательно, амплитуда сигнала ошибки будет

$$U_{с0} = K_ф m_{АМ} U_{0u} = K_ф m_{АМ}\sqrt{2}\,K_{вч\,макс}\sqrt{P_{с\,мин}}. \quad (8.4.11)$$

Из формул (8.3.9б) и (8.4.11) получим следующее выражение для командного сигнала на выходе фазового детектора канала курса:

$$u'_{кz} = \frac{2K}{\pi} m_{АМ} \cos\eta_с \sqrt{2}\,K_{вч\,макс} K_ф \sqrt{P_{с\,мин}}. \quad (8.4.12)$$

Выражение для коэффициента передачи радиоприемного устройства с учетом формул (8.2.11) и (8.4.12) можно записать в следующем виде:

$$K_{пz} = \frac{u'_{кz}}{m_{АМ}\cos\eta_с} = \frac{2K}{\pi}\sqrt{2}\,K_ф K_{вч\,макс}\sqrt{P_{с\,мин}}. \quad (8.4.13)$$

Используя формулу (8.2.17), находим среднеквадратическое значение ошибки управления по курсу, определяемой собственными шумами радиоприемного устройства:

$$\sigma_ф = \frac{1}{K_{пz}\,\xi_{АН}\cos\theta_л}\sqrt{G'_{шz}\Delta F_{эф}}.$$

Подставляя в эту формулу значение $K_{пz}$ из соотношения (8.4.13) и значение $G'_{шz}$ из выражения (8.4.9), имеем

$$\sigma_ф = \frac{1}{\xi_{АН}\cos\theta_л}\sqrt{2\,\frac{G_{ш\,вх}}{P_с}\Delta f_{пч} T_i \Delta F_{эф}}. \quad (8.4.14)$$

Для оценки ошибки наведения наибольший интерес обычно представляет максимальное значение ошибки $\sigma_ф$, которое для рассматриваемого случая соответствует условию

минимальной мощности радиосигнала на входе приемника, т. е. условию

$$P_{\text{с}} = P_{\text{с мин}}.$$

Это условие выполняется при

$$R_{\text{ц}} \approx R_{\text{с}} = R_{\text{с макс}}.$$

Следовательно, выражение для максимального значения рассматриваемой среднеквадратической ошибки наведения может быть написано в следующем виде:

$$\sigma_{\text{ф макс}} \approx \frac{1}{\xi_{\text{АН}} \cos \theta_{\text{л}}} \sqrt{\frac{2G_{\text{ш вх}}}{P_{\text{с мин}}} \Delta F_{\text{эф}} \Delta f_{\text{пч}} T_i} \,. \quad (8.4.15)$$

Для расчетов по формуле (8.4.15) необходимо знать значение чувствительности антенны радиолуча $\xi_{\text{АН}}$. Эта величина в первом приближении может быть найдена по формуле (3.3.41), поскольку в данном случае $K_{\text{рз}} \equiv \xi_{\text{АН}}$,

$$\xi_{\text{АН}} = \frac{\pi}{\Psi_{\text{АН}_0}} \operatorname{tg} \pi \frac{\Psi_{\text{АН}}}{\Psi_{\text{АН}_0}} \,.$$

Полная ошибка наведения $\sigma_{\text{н}}$ включает в себя несколько составляющих (гл. 4), в том числе и составляющую $\sigma_{\text{ф макс}}$, определяемую шумами бортового радиоприемного устройства. Последняя обычно задается как определенная часть полной ошибки наведения

$$\sigma_{\text{ф макс}} = K_{\sigma} \sigma_{\text{н}}, \quad (8.4.16)$$

где K_{σ} — коэффициент, меньший единицы.

Если допустимая величина угловой ошибки $\sigma_{\text{ф макс}}$ задана, то необходимая чувствительность радиоприемного устройства в соответствии с формулой (8.4.15) должна быть равна

$$P_{\text{с мин}} = \frac{2}{\xi_{\text{АН}}^2 \cos^2 \theta_{\text{л}}} \frac{G_{\text{ш вх}}}{\sigma_{\text{ф макс}}^2} \Delta f_{\text{пч}} T_i \Delta F_{\text{эф}}. \quad (8.4.17)$$

Вместо угловой ошибки наведения $\sigma_{\text{ф макс}}$ может быть задано максимальное значение линейной ошибки наведения

$\sigma_{z\,\text{макс}}$. В этом случае формулу (8.4.17) удобно переписать в следующем виде:

$$P_{\text{с мин}}=\frac{2}{\xi_{\text{АН}}^2}\frac{G_{\text{ш вх}}}{\sigma_{z\,\text{макс}}^2}R_{\text{с макс}}^2\Delta f_{\text{пч}}T_i\Delta F_{\text{эф}}, \qquad (8.4.18)$$

где

$$\sigma_{z\,\text{макс}}=R_{\text{с макс}}\cos\theta_{\text{л}}\sigma_{\varphi\,\text{макс}}.$$

Зная минимально допустимую мощность сигнала на входе приемника (т. е. его чувствительность), можно найти минимально необходимое значение мощности передатчика радиолуча для заданной максимальной дальности наведения, выбрать длину рабочей волны, размеры антенн и другие параметры. При этом следует учитывать потери при распространении, возможное поглощение в струе выхлопных газов двигателя снаряда, потери в антенно-фидерных устройствах и т. п.

8.5. СИСТЕМА РАДИОТЕЛЕНАВЕДЕНИЯ В ПЛОСКОСТИ РАВНЫХ ЗАПАЗДЫВАНИЙ

1. Состав аппаратуры и принцип действия

Система радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний коротко была описана в § 2.1, п. 4. В настоящем разделе рассмотрим подробнее такой вариант этой системы, в котором для образования сигнала ошибки используется временная импульсная модуляция.

Примером общей функциональной блок-схемы радиотехнической части системы радиотеленаведения с использованием временной импульсной модуляции [12] является схема, изображенная на рис. 8.20. Будем считать, что эта схема применяется для решения задачи управления полетом снаряда в горизонтальной плоскости, подробно рассмотренной в гл. 3. На рис. 8.21 показаны геометрические соотношения, относящиеся к подобной задаче. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 8.20, даны на рис. 8.22.

Рассмотрим работу схемы, изображенной на рис. 8.20. На борту управляемого снаряда установлен автономный радиомаяк (*1*), излучающий на несущей частоте f_1 периодическую

последовательность радиоимпульсов с частотой повторения $F_i = \frac{1}{T_i}$ (рис. 8.22,*а*).

Радиоприемные устройства первого и второго пунктов управления (блоки *2-I* и *2-II*) настроены на часто-

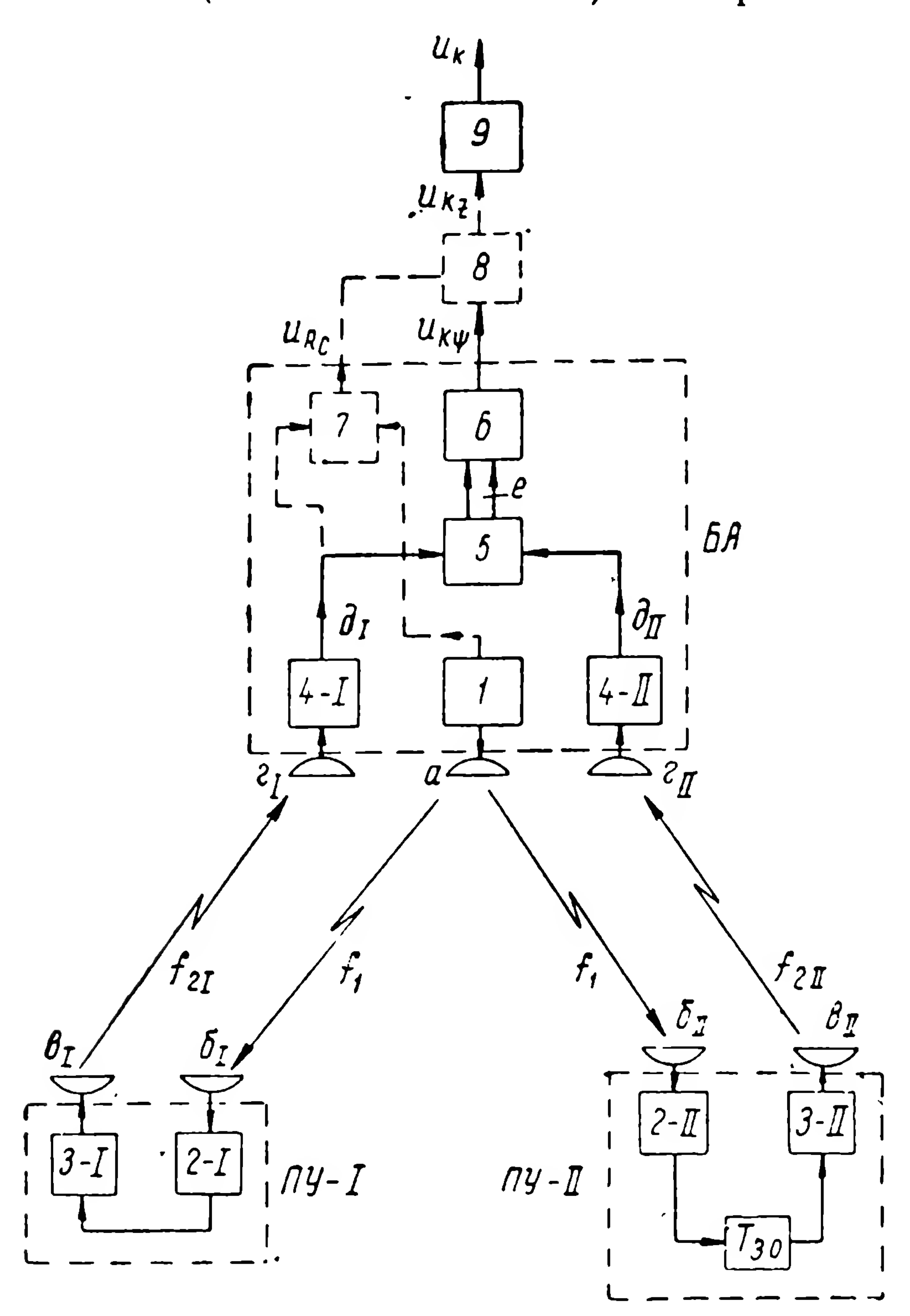


Рис. 8.20. Функциональная схема радиотехнической части системы радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний:

1 — автономный радиомаяк; *2-I* и *2-II* — радиоприемные устройства соответственно первого и второго пунктов управления; *3-I* и *3-II* — радиопередающие устройства соответственно первого и второго пунктов управления; *4-I* и *4-II* — радиоприемные устройства управляемого снаряда, настроенные соответственно на частоты f_{2I} и f_{2II}; *5* — триггер; *6* — демодулятор временных интервалов; *7* — блок дальности; *8* — потенциометр дальности; *9* — устройство формирования командного сигнала. $T_{з0}$ — блок задержки на время, равное $T_{з0}$; ПУ-I — первый пункт управления; ПУ-II — второй пункт управления; БА — бортовая радиотехническая аппаратура управляемого снаряда.

ту f_1. Следовательно, радиоимпульсы автономного радиомаяка будут приняты приемными устройствами обоих пунктов управления.

Радиопередающее устройство первого пункта управления (блок *3-I*) переизлучает принятые импульсы без изменения их частоты повторения и длительности на несущей частоте f_{2I} ($f_{2I} \neq f_1$). Временная задержка при этом переизлучении отсутствует (временем задержки в радиотехнических трактах пунктов управления, которое обусловливается недостаточной шириной полосы пропускания этих трактов, пренебрегаем).

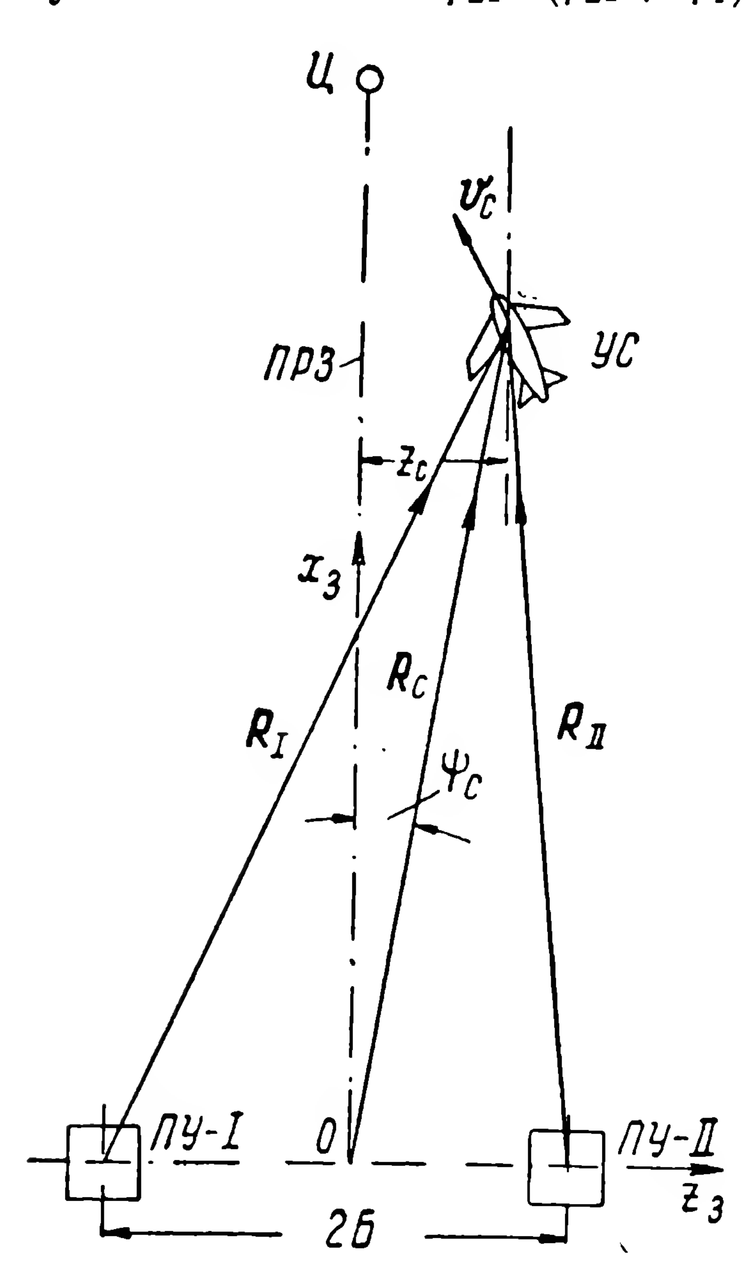


Рис. 8.21. Геометрические соотношения в системе радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний:

ПУ-I и ПУ-II — первый и второй пункты управления; УС — управляемый снаряд; Ц — цель; ПРЗ — плоскость равных запаздываний.

Радиопередающее устройство второго пункта управления (блок *3-II*) переизлучает принятые импульсы также без изменения их частоты повторения и длительности, но уже на несущей частоте f_{2II}. Кроме того, прежде чем поступить в радиопередающее устройство, принятые импульсы в радиотехническом тракте второго пункта управления предварительно задерживаются на время

$$T_{з0} = \frac{T_i}{2}. \qquad (8.5.1)$$

Первое бортовое радиоприемное устройство (блок *4-I*) настроено на частоту f_{2I}, а второе блок *4-II*) — на частоту f_{2II}. Частоты f_{2I} и f_{2II} и полосы пропускания бортовых радиоприемных устройств выбираются таким образом, что прием сигналов с несущей частотой f_{2II} первым бортовым радиоприемным устройством исключен. Также исключен и прием сигналов с несущей частотой f_{2I} вто-

рым радиоприемным устройством, установленным на борту управляемого снаряда.

Сигналы, принятые бортовыми радиоприемными устройствами с пунктов управления, в результате соот-

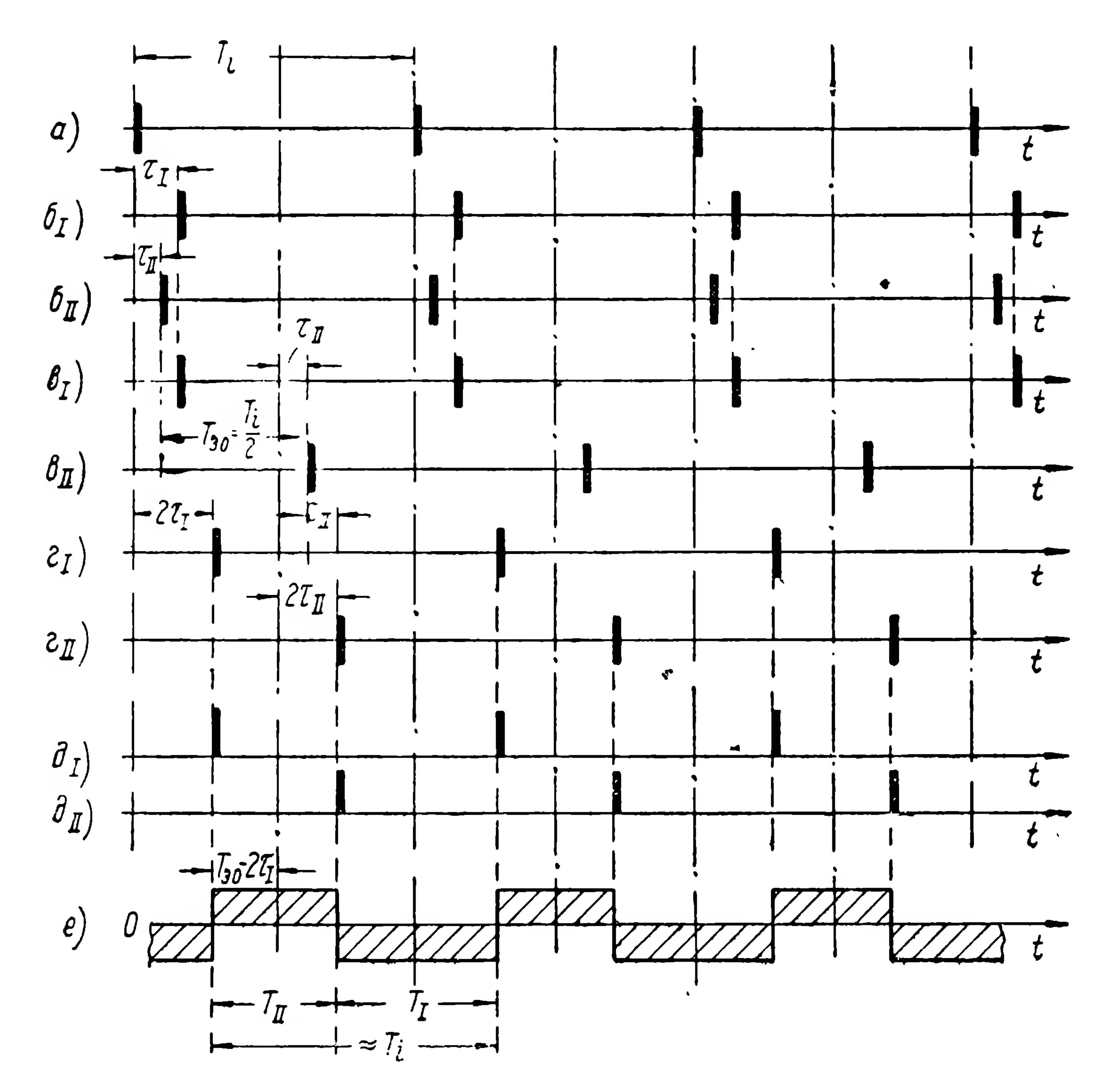


Рис. 8.22. Временные диаграммы сигналов в различных точках схемы рис. 8.20.

ветствующего преобразования превращаются в видеоимпульсы (точки $д_I$ и $д_{II}$ на схеме рис. 8.20 и соответствующие им временные диаграммы на рис. 8.22, $д_I$ и 8.22, $д_{II}$). Эти видеоимпульсы воздействуют на триггер (рис. 8.20, блок *5*). На выходе триггера получается напряжение прямоугольной формы (рис. 8.22,*е*). Это напряжение управляет работой демодулятора временных интервалов *6*, аналогичного рассмотренному в гл. 1 (рис. 1.28). Если не учитывать инерционности выходного фильтра де-

модулятора временных интервалов, то значение командного сигнала можно определить следующим образом:

$$u_{к\phi}=K_п \frac{T_I - T_{II}}{T_I + T_{II}}=K_п\chi_к, \tag{8.5.2}$$

где T_I и T_{II} — длительности соответственно первого и второго плеч несимметричного прямоугольного напряжения (рис. 8.22,*е*);

$K_п$ — коэффициент передачи демодулятора временных интервалов.

Установим для рассматриваемой системы радиотеленаведения связь между командным сигналом $u_{к\phi}$ и ошибкой управления $\psi_с$ (рис. 8.21). Как известно (см., например, [1]), при малых по сравнению с расстоянием до снаряда $R_с$ базах ($2Б \ll R_с$) и небольших отклонениях снаряда от заданного направления полета (угол визирования $\psi_с$ невелик) значение угла $\psi_с$ определяется следующим приближенным равенством:

$$\psi_с \approx \frac{R_I - R_{II}}{2Б}, \tag{8.5.3}$$

где R_I и R_{II} — дальности до управляемого снаряда соответственно от первого и второго пунктов управления.

Эти дальности связаны с временем распространения электромагнитных колебаний от управляемого снаряда до пунктов управления следующими соотношениями:

$$R_I = \tau_I c, \tag{8.5.4а}$$

$$R_{II} = \tau_{II} c, \tag{8.5.4б}$$

где τ_I и τ_{II} — время распространения радиоволн от снаряда соответственно до первого и второго пунктов управления;

c — скорость распространения.

Подставляя выражения (8.5.4) в формулу (8.5.3), получаем

$$\psi_с \approx \frac{\tau_I - \tau_{II}}{2Б} c. \tag{8.5.5}$$

Чтобы получить выражение для командного сигнала, установим связь между интервалами времени τ_I и τ_{II}, с одной стороны, и длительностями плеч прямоугольного напряжения на входе демодулятора временных интервалов T_I и T_{II}, с другой.

Из рассмотрения временных диаграмм, приведенных на рис. 8.22, следует, что

$$T_I = T_{з0} - 2\tau_{II} + 2\tau_I, \qquad (8.5.6а)$$

$$T_{II} \approx T_{з0} - 2\tau_I + 2\tau_{II}. \qquad (8.5.6б)$$

Таким образом,

$$T_I - T_{II} \approx 4(\tau_I - \tau_{II}), \qquad (8.5.7а)$$

и так как $T_{з0} = \frac{1}{2} T_i$, то

$$T_I + T_{II} \approx T_i. \qquad (8.5.7б)$$

Полученные равенства справедливы, если пренебречь изменением значений расстояний R_I и R_{II} за время T_i, что при определенных условиях вполне допустимо. Из соотношения (8.5.5) имеем

$$\tau_I - \tau_{II} \approx \psi_с \frac{2Б}{c}. \qquad (8.5.8)$$

Подставляя это выражение в равенство (8.5.7а), получаем

$$T_I - T_{II} \approx 4\psi_с \frac{2Б}{c}. \qquad (8.5.9)$$

Возвращаясь теперь к формуле (8.5.2), перепишем ее, учитывая при этом соотношения (8.5.7б) и (8.5.9):

$$u_{кф} \approx 4K_п \frac{2Б}{c} \frac{1}{T_i} \psi_с. \qquad (8.5.10а)$$

При небольших отклонениях управляемого снаряда от заданного направления полета Ox_3 (рис. 8.21)

$$z_с \approx \psi_с R_с.$$

Следовательно, формула (8.5.10а) может быть также записана в следующем виде:

$$u_{\text{кф}} \approx 4K_{\text{п}} \frac{1}{R_{\text{с}}} \frac{2Б}{c} \frac{1}{T_i} z_{\text{с}}. \qquad (8.5.10б)$$

Система радиотеленаведения, имеющая радиотехническую часть, изображенную на рис. 8.20, может быть выполнена как система, в которой командный сигнал $u_{\text{кф}}$ пропорционален углу визирования снаряда $\psi_{\text{с}}$, или же как система, в которой командный сигнал $u_{\text{к}z}$ пропорционален линейному отклонению снаряда от заданного направления полета $z_{\text{с}}$ (рис. 8.21).

В случае, когда напряжение командного сигнала должно быть пропорциональным величине линейного отклонения, в схему радиоприемного тракта необходимо ввести потенциометр дальности (блок *8*, рис. 8.20). Потенциометром дальности управляет напряжение $u_{R_{\text{с}}}$, поступающее на него из блока дальности *7* (рис. 8.20), причем

$$u_{R_{\text{с}}} = K_R R_I, \qquad (8.5.11а)$$

где K_R — коэффициент передачи блока дальности (инерционностью этого блока пренебрегаем).

Поскольку угол $\psi_{\text{с}}$ невелик и в первом приближении $R_I \approx R_{\text{с}}$, то из формулы (8.5.11а) следует

$$u_{R_{\text{с}}} \approx K_R R_{\text{с}}. \qquad (8.5.11б)$$

Потенциометр дальности изменяет напряжение командного сигнала $u_{\text{кф}}$, в результате чего имеем

$$u_{\text{к}z} = u_{\text{кф}} \frac{R_{\text{с}}}{R_{\text{с макс}}},$$

где $u_{\text{к}z}$ — напряжение командного сигнала на выходе потенциометра дальности *8* (рис. 8.20);

$R_{\text{с макс}}$ — максимальная дальность управления.

В этом случае вместо формулы (8.5.10б) получим

$$u_{\text{к}z} \approx 4 \frac{K_{\text{п}}}{R_{\text{с макс}}} \frac{2Б}{c} \frac{1}{T_i} z_{\text{с}}. \qquad (8.5.12)$$

Из формул (8.5.10) и (8.5.12) следует, что в рассматриваемой системе радиотеленаведения при отклонении управляемого снаряда от плоскости равных запаздываний на выходе бортового радиоприемного устройства будет появляться командный сигнал, пропорциональный величине отклонения. На автопилот снаряда этот командный сигнал может быть подан или непосредственно или, в случае необходимости, после дополнительного преобразования в бортовом устройстве формирования сигнала команды *9* (рис. 8.20).

Система радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний во многом аналогична системе радиотеленаведения, рассмотренной в гл. 3. Следует, однако, отметить, что при управлении в плоскости равных запаздываний данные о дальности от снаряда до пункта управления можно получить непосредственно (как это и сделано в схеме рис. 8.20), используя запаздывание сигнала, переизлученного одним из пунктов управления, по отношению к сигналу автономного бортового радиомаяка. При управлении в плоскости радиозоны (гл. 3) для получения дальности от пункта управления до снаряда необходимо было иметь дополнительную радиосистему измерения дальности. Таким образом, в схеме рис. 8.20 линия радиотеленаведения и радиоканал визирования снаряда (контроля дальности) совмещены в едином аппаратурном решении, что является достоинством этой схемы.

Система управления в плоскости равных запаздываний имеет и другое достоинство, которое состоит в возможности получения более стабильного направления равносигнальной зоны. Радиозона, создаваемая диаграммами направленности антенных устройств пункта управления, может смещаться из-за отражения радиоволн от поверхности земли и от местных предметов (гл. 3). Для получения высокой точности управления в радиозоне требуется тщательное выравнивание местности, специальное улучшение проводимости поверхности в районе пункта управления и т. д. Система управления в плоскости равных запаздываний от подобных недостатков свободна.

Недостаток этой системы, как и всякой гиперболической системы, состоит в необходимости иметь два пункта управления, разнесенные на местности на расстояние

(базу), необходимая величина которого определяется заданной точностью управления. Связь базы системы с точностью управления выясняется в последующих разделах настоящего параграфа.

2. Структурная схема контура управления

На рис. 8.23 приведена структурная схема замкнутого контура управления рассматриваемой системы радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний.

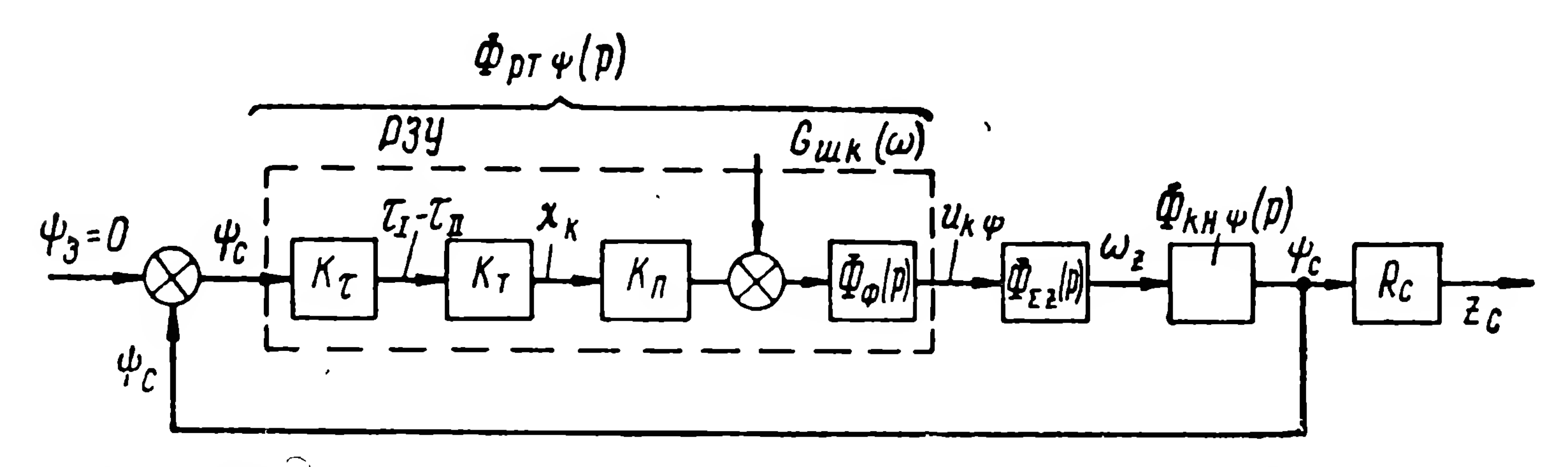


Рис. 8.23. Структурная схема контура управления в плоскости равных запаздываний:
РЗУ — радиозвено управления.

Направление полета снаряда определяется заданным значением угла визирования $\psi_з = 0$.

Управляемый снаряд описывается передаточной функцией $\Phi_{\Sigma z}(p)$, а кинематическое звено — передаточной функцией $\Phi_{кн\,\psi}(p)$ (гл. 3). Связь между линейной ошибкой управления $z_с$ и значением угла визирования $\psi_с$ (угловой ошибкой управления) определяется соотношением $z_с \approx R_с \psi_с$. В схеме рис. 8.23 эта связь учтена звеном $R_с$.

Замкнутый внешний контур рассматриваемой системы радиотеленаведения идентичен аналогичному контуру системы радиотеленаведения в радиозоне, изображенному на рис. 3.21. Разница состоит только в выражении для передаточной функции радиотехнического звена управления.

Рассмотрим теперь более подробно структурный состав радиозвена управления (РЗУ). Структурная схема рис. 8.23 составлена для случая, когда управление осуществляется без применения потенциометра дальности (блоки 7 и 8 в функциональной схеме рис. 8.20 отсутствуют).

Радиозвено управления в структурной схеме рис. 8.23 удобно представить в виде четырех последовательно соединенных звеньев.

Первое из этих звеньев определяет связь между угловой ошибкой управления ψ_c и разностью интервалов времени запаздывания $\tau_I - \tau_{II}$. Это звено может считаться безынерционным. Коэффициент передачи первого звена определяется следующим образом:

$$K_\tau \approx \frac{\tau_I - \tau_{II}}{\psi_c}. \qquad (8.5.13)$$

Соотношение (8.5.13) определяет коэффициент преобразования угловой величины ψ_c во временной интервал $\tau_I - \tau_{II}$. Учитывая формулу (8.5.5), находим, что этот коэффициент передачи определяется базой системы

$$K_\tau = \frac{2Б}{c}. \qquad (8.5.14)$$

Второе звено дает связь между коэффициентом команды $\chi_к$, т. е. соотношением временных интервалов T_I и T_{II} на входе демодулятора *6* (рис. 8.20) и разностью интервалов $\tau_I - \tau_{II}$. Выражение для коэффициента передачи второго звена надо записать следующим образом:

$$K_T = \frac{\chi_к}{\tau_I - \tau_{II}}. \qquad (8.5.15)$$

Учитывая, что $\chi_к = \frac{T_I - T_{II}}{T_i}$, и используя формулу (8.5.7а), находим

$$K_T = \frac{4}{T_i}. \qquad (8.5.16)$$

Таким образом, коэффициент передачи второго звена задается параметрами передатчика *1* на борту снаряда (рис. 8.20).

Третье звено, входящее в состав радиозвена управления, представляет собой демодулятор временных интервалов. Выражение для коэффициента передачи этого

звена в соответствии с соотношением (8.5.2) записывается следующим образом:

$$K_п = \frac{u_{кф}}{\chi_к}. \qquad (8.5.17)$$

Работа демодулятора временных интервалов рассматривалась в гл. 7. Было найдено значение коэффициента передачи демодулятора [формула (7.5.12б)]

$$K_п = R_н I_m K_{дн}, \qquad (8.5.18)$$

где $K_{дн}$ — коэффициент, определяемый соотношением сопротивлений в нагрузке ламп демодулятора;

I_m — ток открытой лампы;

$R_н$ — сопротивление нагрузки.

Наконец, четвертое звено представляет собой выходной фильтр демодулятора и имеет передаточную функцию $\Phi_ф(p)$, причем $\Phi_ф(0) = 1$. Передаточная функция радиозвена управления теперь может быть записана следующим образом:

$$\Phi_{рт\,ф}(p) = \frac{u_{кф}(p)}{\phi_с(p)} = K_\tau K_T K_п \Phi_ф(p) =$$

$$= \frac{2Б}{c} \frac{4}{T_i} (R_н I_m K_{дн}) \Phi_ф(p), \qquad (8.5.19)$$

или, обозначая произведение $K_\tau K_T K_п$ через $K_{рт\,ф}$, последнюю формулу приведем к следующему виду:

$$\Phi_{рт\,ф}(p) = K_{рт\,ф} \Phi_ф(p). \qquad (8.5.20)$$

3. Ошибки управления, определяемые радиозвеном

На рис. 8.24 приведена блок-схема радиотехнического тракта функциональной схемы рис. 8.20. Эта блок-схема включает в себя два радиоканала и в принципе может рассматриваться как двухканальная радиолиния. В каждом из радиоканалов формируется информация о расстоянии от управляемого снаряда до соответствующего пункта управления (рис. 8.20 и 8.21). Оба радиоканала идентичны, за исключением значения рабочих ча-

стот несущих колебаний. Видеоимпульсы с выхода радиоканалов поступают на триггер *9* (рис. 8.24), который управляет демодулятором *10*. На выходе демодулятора временных интервалов *10* имеем командный сигнал $u_{кф}$. Этот сигнал подается затем на автопилот управляемого снаряда.

В рассматриваемой радиолинии внешние радиопомехи могут воздействовать в четырех точках: на входе радио-

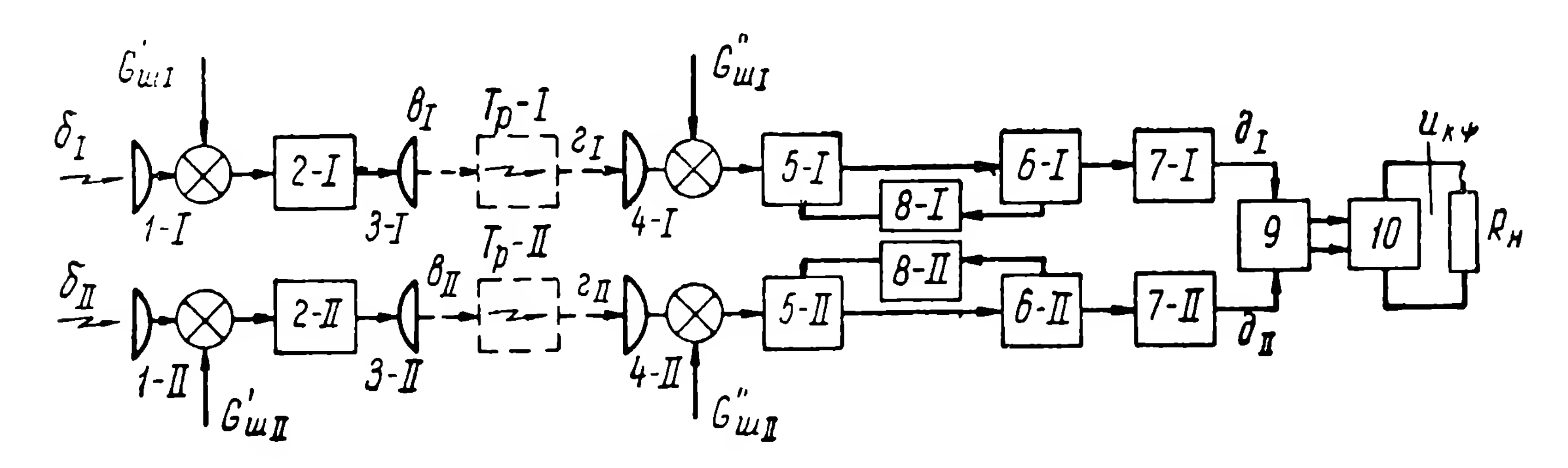


Рис. 8.24. Радиолиния управления в плоскости равных запаздываний: *1-I* и *1-II* — приемные антенны наземных пунктов управления; *2-I* и *2-II* — наземные приемно-передающие (ретрансляционные) устройства; *3-I* и *3-II* — наземные передающие антенны; *4-I* и *4-II* — бортовые приемные антенны; *5-I* и *5-II* — высокочастотные преобразователи (УВЧ, смесители, гетеродины и УПЧ) бортовых радиоприемных устройств; *6-I* и *6-II* — амплитудные детекторы и видеоусилители; *7-I* и *7-II* — спусковые схемы; *8-I* и *8-II* — цепи автоматической регулировки усиления; *9* — триггер; *10* — демодулятор временных интервалов. *ТР-I* — трасса первого канала; *ТР-II* — трасса второго канала.

приемных устройств первого и второго пунктов управления (рис. 8.20, блоки *2-I* и *2-II*) и на входах первого и второго бортовых приемников (рис. 8.20, блоки *4-I* и *4-II*). К этим же точкам могут быть пересчитаны и собственные шумы радиоприемных устройств. Спектральные плотности этих шумов на рис. 8.24 обозначены соответственно $G'_{шI}$, $G'_{шII}$, $G''_{шI}$ и $G''_{шII}$. Обозначения отдельных точек схемы рис. 8.24 соответствуют обозначениям аналогичных точек на схеме рис. 8.20, а также обозначениям отдельных временных диаграмм на рис. 8.22.

Рассматриваемая радиолиния при ее использовании в качестве радиозвена управления в системе радиотеленаведения вносит дополнительные составляющие в общую ошибку управления. Наиболее характерны следующие виды ошибок:

1. Ошибка управления, возникающая из-за неидентичности первого и второго радиоканалов (рис. 8.24),

в отношении времени прохождения через них импульсов сигналов. Если время прохождения импульсов через первый и второй радиоканалы обозначить соответственно через t_I и t_{II}, то при условии, что

$$\Delta\tau_t = t_I - t_{II} \neq 0, \qquad (8.5.21)$$

измерение угла визирования в соответствии с формулой (8.5.5) будет осуществляться с ошибкой

$$\Delta\psi_{ct} \approx \frac{\Delta\tau_t}{\left(\frac{2Б}{c}\right)}. \qquad (8.5.22)$$

В результате управление снарядом также будет производиться с соответствующей ошибкой. Снизить величину подобной ошибки можно по-разному. Ошибка уменьшается при расширении полосы пропускания каждого из радиоканалов. В результате расширения полосы будут уменьшаться значения t_I и t_{II}, а следовательно, и возможное значение разности $\Delta\tau_t$. Для снижения величины ошибки $\Delta\psi_{c\,t}$ аппаратурное выполнение обоих радиоканалов должно быть осуществлено с максимальной идентичностью. Можно также применить специальную предстартовую автоматическую калибровку обоих радиоканалов. Наконец, как видно из формулы (8.5.22), ошибка уменьшается при увеличении базы системы.

2. Ошибка наведения, возникающая из-за неправильной установки плоскости равных запаздываний в пространстве. Причиной неправильной установки может быть неточность юстировки радиосистемы (§ 3.1).

3. Ошибка управления, определяемая собственными шумами радиоприемных устройств. Подобная ошибка подробно рассматривается в следующем разделе.

4. При высоких требованиях к точности наведения существенной окажется также составляющая ошибки управления, возникающая вследствие неоднородности атмосферы. Такие неоднородности будут являться причиной случайных изменений скорости распространения электромагнитной энергии, что в свою очередь вызовет флюктуации значений интервалов времени запаздывания τ_I и τ_{II}. Подобные флюктуации могут рассматриваться как результат воздействия модулирующей помехи (см. гл. 4).

4. Ошибки управления, определяемые собственными шумами радиоприемных устройств

Мощности передающих устройств и коэффициенты усиления передающих антенн обоих пунктов управления можно выбрать значительно более высокими, чем мощность передающего устройства и коэффициент усиления передающей антенны бортового радиомаяка. Поэтому собственные шумы бортовых радиоприемных устройств в первом приближении можно не учитывать, считая, что шумы в радиолинии определяются только шумами радиоприемных устройств первого и второго пунктов управления. Спектральные плотности этих шумов на рис. 8.24 обозначены соответственно через $G'_{шI}$ и $G'_{шII}$. Для идентичных приемников

$$G'_{шI}=G'_{шII}=G_{ш\ вх}. \tag{8.5.23}$$

Будем считать частотные характеристики обоих радиоканалов, а также радиоимпульсы бортового радиомаяка прямоугольными.

Отношения сигнал/шум на входе радиоприемных устройств пунктов управления будем полагать достаточно большими (превышающими 10—12 *дб*), так как только при таком условии возможна высокая точность управления.

При подобных ограничениях дисперсия временных флюктуаций импульсов $\sigma^2_{фр}$ на выходе спусковых схем *7* (рис. 8.24) будет определяться формулой, аналогичной (7.6.11).

Учитывая следующие соотношения, справедливые для рассматриваемых радиоканалов: (при единичном усилении):

$$P_ш=G_{ш\ вх}\Delta f_{кл};$$

$$S^2_{фр}=\frac{2P_с}{\tau^2_{фр}}\approx 2P_с\Delta f^2_{кл},$$

получаем

$$\sigma^2_{фр}=\frac{G_{ш\ вх}}{2P_с}\frac{1}{\Delta f_{кл}}, \tag{8.5.24}$$

где $\Delta f_{кл}$ — ширина полосы пропускания каждого из радиоканалов;

$P_с$ — мощность сигнала бортового радиомаяка в импульсе на входе радиоприемных устройств пунктов управления;

$\tau_{фр}$ — длительность фронта импульсов.

Плотность спектра шумов на выходе демодулятора временных интервалов может быть найдена по формуле (7.5.23)

$$G_{шк}(0) = (2R_н K_{дн})^2 \frac{4I_m^2}{T_i} \sigma_{фр}^2$$

[для рассматриваемого случая $T_{мн} = T_i$, а $G_{шz}(0) = G_{шк}(0)$].

Подставляя из формулы (8.5.24) в формулу (7.5.23) значение дисперсии $\sigma_{фр}^2$, получаем

$$G_{шк}(0) \approx (2R_н K_{дн})^2 \frac{4I_m^2}{T_i} \frac{G_{ш\ вх}}{2P_с} \frac{1}{\Delta f_{кл}}. \qquad (8.5.25)$$

Учитывая далее выражение (8.5.18), формулу (8.5.25) можно переписать следующим образом:

$$G_{шк}(0) \approx 16K_п^2 \frac{G_{ш\ вх}}{2P_с} \frac{1}{T_i \Delta f_{кл}}. \qquad (8.5.26)$$

Таким образом, плотность спектра шумов на выходе рассматриваемой радиолинии уменьшается с увеличением ширины полосы радиоканалов $\Delta f_{кл}$ и периода повторения импульсов T_i.

Оценим теперь значение ошибки управления снарядом, которая будет обусловливаться собственными шумами радиолинии управления. Дисперсия этой ошибки определяется следующей формулой (рис. 8.23):

$$\sigma_\psi^2 = \frac{G_{шк}(0)}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{\Phi_ф(j\omega)\Phi_{\Sigma z}(j\omega)\Phi_{кн\ \psi}(j\omega)}{1 + \Phi_{раз}(j\omega)} \right|^2 d\omega, \qquad (8.5.27)$$

где

$$\Phi_{раз}(j\omega) = K_\tau K_T K_п \Phi_ф(j\omega)\Phi_{\Sigma z}(j\omega)\Phi_{кн\ \psi}(j\omega). \qquad (8.5.28)$$

$\Phi_{раз}(j\omega)$ представляет собой частотную характеристику разомкнутого контура управления.

Используя так же, как и в предыдущих главах, понятие эквивалентной полосы пропускания

$$\Delta F_э = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{\Phi_{раз}(j\omega)}{1 + \Phi_{раз}(j\omega)} \right|^2 d\omega,$$

формулу (8.5.27) можно переписать в следующем виде:

$$\sigma_\psi^2 \approx \frac{G_{шк}(0)}{K_\tau^2 K_T^2 K_п^2} \Delta F_э. \qquad (8.5.29)$$

Подставляя в эту формулу из соотношения (8.5.26) значение $G_{шк}(0)$, получаем

$$\sigma_\psi^2 \approx \frac{16}{K_\tau^2 K_T^2} \cdot \frac{G_{ш\ вх}}{2P_с} \frac{1}{T_i \Delta f_{кл}} \Delta F_э. \qquad (8.5.30)$$

Подставляя значения коэффициентов K_τ и K_T из выражений (8.5.14) и (8.5.16), находим

$$\sigma_\psi \approx \frac{c}{2\sqrt{2Б}} \sqrt{\frac{G_{ш\ вх} T_i \Delta F_э}{P_с \Delta f_{кл}}}. \qquad (8.5.31)$$

Как видно из полученного выражения, ошибку управления из-за шумов приемника можно уменьшать, увеличивая базу системы $Б$. То же получается при увеличении частоты повторения импульсов $\frac{1}{T_i}$, если при этом сохраняется неизменной импульсная мощность $P_с$. Такой подход оправдан в тех случаях, когда увеличение импульсной мощности ограничивается опасностью пробоя в бортовом передатчике и только увеличение частоты повторения позволяет полностью использовать имеющуюся среднюю мощность. Уменьшение ошибки при увеличении полосы канала $\Delta f_{кл}$, как и в рассмотренных в гл. 6 и 7 случаях, фактически происходит только при условии сохранения большого отношения сигнал/шум.

Следует отметить, что максимальное значение частоты повторения ограничивается максимально возможной величиной отклонения снаряда от равносигнальной зоны $\psi_{с\ макс}$.

Действительно, из формулы (8.5.5) и соотношения (8.5.14) следует

$$(\tau_{\text{I}} - \tau_{\text{II}})_{\text{макс}} \approx \frac{2Б}{c} \psi_{\text{с макс}} = K_{\tau}\psi_{\text{с макс}}. \qquad (8.5.32)$$

Полагая далее, что максимальное значение коэффициента команды $\chi_{\text{к}}$ при нормальной работе триггера *9* (рис. 8.24) не должно превышать примерно 0,8, т. е. $|\chi_{\text{к макс}}| = 0{,}8$, и, учитывая формулы (8.5.16) и (8.5.15), получаем

$$(\tau_I - \tau_{II})_{\text{макс}} = 0{,}2T_i. \qquad (8.5.33)$$

Сравнивая формулы (8.5.32) и (8.5.33), имеем следующее соотношение, которому должна удовлетворять величина периода T_i:

$$T_i \geqslant 5K_{\tau}\psi_{\text{с макс}} \qquad (8.5.34а)$$

или

$$F_i = \frac{1}{T_i} \leqslant \frac{1}{5K_{\tau}\psi_{\text{с макс}}} \approx \frac{c}{10Б\psi_{\text{с макс}}}. \qquad (8.5.34б)$$

Таким образом, максимально возможная частота повторения радиоимпульсов бортового маяка ограничена значением, которое определяется величиной базы радиосистемы $2Б$ и максимально возможными отклонениями снаряда $\psi_{\text{с макс}}$.

Минимальное допустимое значение частоты F_i ограничивается в соответствии с теоремой Котельникова максимальной частотой в спектре командного сигнала.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

СИСТЕМЫ И РАДИОЛИНИИ САМОНАВЕДЕНИЯ

9.1. ВИДЫ СИСТЕМ САМОНАВЕДЕНИЯ

Системой самонаведения называют такую систему управления, которая обеспечивает наведение снаряда на цель с помощью аппаратуры, установленной на снаряде. При этом используется энергия того или иного вида, поступающая от цели к снаряду и улавливаемая бортовым приемником. Команда управления в системе самонаведения формируется на основе информации о взаимном положении снаряда и цели, которая содержится в сигнале на входе приемника.

В отличие от других способов управления при самонаведении пункт управления играет вспомогательную роль: обеспечивает старт снаряда, выбор цели, иногда несет источник энергии, облучающий цель.

В § 2.1. п. 4 рассматривалась классификация систем самонаведения по признаку местонахождения источника энергии, используемой для самонаведения (активные, полуактивные и пассивные системы). Кроме того, системы самонаведения различают также по виду энергии, по методу наведения, по составу аппаратуры и т. д.

Как отмечается в работах [12, 45], в системах самонаведения снарядов используется в основном энергия электромагнитных волн. В зависимости от диапазона применяемых волн различают тепловые и радиотехнические системы. Тепловые системы самонаведения работают на тепловом излучении, источник которого находится на цели. Обычно таким источником является двигатель или другая энергетическая установка цели.

Радиотехнические системы используют радиоволны,

отражаемые или излучаемые целью. Источник радиоволн входит в состав аппаратуры снаряда или пункта управления (активное и полуактивное самонаведение). В частных случаях источниками энергии могут быть различные радиопередатчики, установленные на цели (пассивное самонаведение).

Тепловая система имеет ряд преимуществ по сравнению с радиотехнической. Аппаратура тепловой системы проще, угловая разрешающая способность и точность выше. Однако фактическая дальность действия тепловой системы зависит от метеорологических условий. При благоприятных условиях дальность может достигать 20—30 *км* [12, 46, 62]. Кроме того, интенсивность теплового излучения у многих целей различна в различных направлениях. Поэтому дальность действия может сильно меняться также и в зависимости от направления атаки.

Характеристики радиотехнических систем самонаведения практически не зависят от атмосферных условий. Подобные системы позволяют вести атаку с любого направления. Более низкая точность и меньшая разрешающая способность радиотехнических систем самонаведения объясняется тем, что в таких системах отношение размеров антенны к длине волны значительно меньше, чем отношение размеров объектива к длине волны у тепловых систем. Следовательно, диаграмма направленности антенны в радиотехнической системе при прочих равных условиях будет значительно шире диаграммы направленности в тепловой системе.

Для повышения разрешающей способности радиотехнических систем может быть применено дополнительное селектирование целей по дальности. Введение селекции по дальности усложняет аппаратуру.

Преимущество активной системы самонаведения состоит в полной автономности управляемого снаряда. Пункт управления после выстрела в процессе наведения не используется. Активные системы иногда применяются также и в тех случаях, когда самонаведение осуществляется только на конечном участке траектории.

Дальность действия полуактивных систем самонаведения больше, чем активных, если самонаведение начинается непосредственно после старта. Это объясняется тем, что передатчик, установленный на пункте управле-

ния, может быть сделан более мощным, а передающая антенна может иметь большее усиление.

При активном самонаведении некоторая часть принимаемой энергии теряется в антенном переключателе. Зато в полуактивной системе трудности стабилизации частоты заставляют расширять полосу пропускания бортового приемника.

Бортовая аппаратура снаряда в полуактивной системе более проста, чем в активной, так как передающее устройство устанавливается на пункте управления.

В системах самонаведения могут применяться все методы наведения, которые не требуют наличия пункта управления, т. е. методы двухточечного наведения (наведение по кривой погони и различные варианты пропорционального сближения, рассмотренные в гл. 1). Самонаведение по кривой погони практически пригодно в случае неподвижных или медленно движущихся целей. Самонаведение методом пропорционального сближения позволяет успешно атаковать быстродвижущиеся цели, в том числе и такие, скорость которых превышает скорость движения снаряда [27].

Состав аппаратуры системы самонаведения может быть различным в зависимости от того, какие параметры траектории должны быть измерены для выработки команды управления. В простейшем случае достаточно измерить угол между продольной осью или вектором скорости снаряда и линией снаряд — цель, т. е. направление на цель в связанной с корпусом снаряда или поточной системе координат (см. § 2.1 п. 4). В более сложных случаях требуется также определить направление линии снаряд — цель в неподвижной системе координат, а также дальность до цели.

В состав бортовой аппаратуры радиотехнической системы самонаведения обязательно входит радиовизир цели, определяющий направление на цель. Кроме того, может быть предусмотрена вспомогательная аппаратура, обеспечивающая селекцию выбранной цели по дальности или по скорости [62]. При полуактивном самонаведении на эту аппаратуру возлагается также защита приемника радиовизира цели от прямого излучения радиосигналов с пункта управления.

Принцип действия селектора цели зависит от характера излучения, который может быть импульсным или

непрерывным. При импульсном излучении селекция по дальности производится с помощью стробирующих импульсов, открывающих приемник в момент прихода импульсов, отраженных от цели на заданной дальности [3].

При непрерывном излучении может использоваться селекция целей по скорости [12, 62]. Эта селекция основана на допплеровском смещении частоты отраженного сигнала по отношению к частоте излучаемого сигнала. Величина допплеровского смещения при активном самонаведении определяется скоростью сближения снаряда и цели. При полуактивном самонаведении для выделения допплеровской частоты на снаряде должно производиться сравнение прямого сигнала с пункта управления и сигнала, отраженного от цели. Настроенные фильтры пропускают в канал измерения угла только те сигналы, которые отразились от цели, двигающейся с определенной скоростью относительно снаряда. Такая селекция может также использоваться для защиты радиовизира цели от прямого излучения пункта управления.

9.2. САМОНАВЕДЕНИЕ НА МАЛОПОДВИЖНУЮ ЦЕЛЬ

1. Постановка задачи

Рассмотрим процесс самонаведения снаряда на корабль (рис. 9.1). Самонаведение начинается при расстоянии между снарядом и целью, равном $r_{\text{ц макс}}$. Поскольку в данном случае скорость цели значительно меньше скорости управляемого снаряда, то цель можно считать неподвижной. В простейшем случае система самонаведения должна управлять снарядом в плоскости курса, т. е. достаточно рассмотреть движение снаряда в горизонтальной плоскости.

Примем также, что высота полета h_c поддерживается постоянной с помощью автономного высотомера. Будем считать, что работа системы самонаведения прекращается при подходе к цели на расстояние $r_{\text{мз}}$, соответствующее мертвой зоне этой системы. После этого снаряд переходит в пикирование.

Для наведения достаточно вектор скорости снаряда $\mathbf{v}_c$ непрерывно направлять на цель, что будет соответствовать движению по кривой погони (см. § 1.2). В этом

случае аппаратура самонаведения, установленная на снаряде, должна, во-первых, измерять угол между вектором скорости $\mathbf{v}_c$ и линией визирования цели $\mathbf{r}_ц$, т. е. угол β_c (рис. 9.1,*б*); во-вторых, вырабатывать управляющие сигналы на рули, которые будут поворачивать

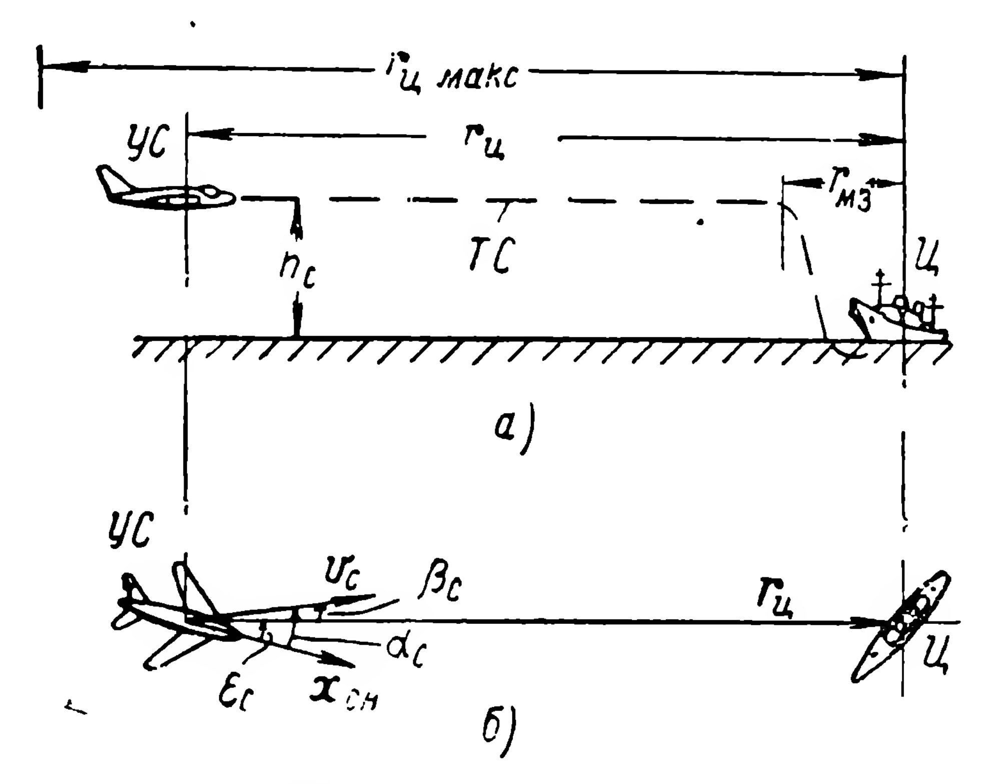


Рис. 9.1. Самонаведение снаряда на корабль:

а — вертикальная плоскость; *б* — горизонтальная плоскость; ТС — траектория полета снаряда в вертикальной плоскости.

снаряд таким образом, чтобы непрерывно выполнялось условие

$$\beta_c \to 0. \tag{9.2.1}$$

В простейшем случае вместо угла β_c можно измерять угол ε_c (рис. 9.1,*б*), т. е. угол между линией визирования цели $\mathbf{r}_ц$ и продольной осью снаряда $\mathbf{x}_{сн}$. Подобное измерение является технически более простой задачей, чем измерение угла β_c, так как здесь не требуется контролировать величину угла скольжения α_c. Управляющие сигналы, подаваемые на рули, при этом должны вырабатываться таким образом, чтобы непрерывно выполнялось условие

$$\varepsilon_c \to 0. \tag{9.2.2}$$

Угол ε_c измеряется радиотехническим угломерным устройством — радиовизиром цели, который устанавливается на снаряде (рис. 9.2). На выходе этого радиовизира имеем

напряжение u_{ε_c} — аналог угла ε_c, которое и будет напряжением командного сигнала.

Система самонаведения, работающая согласно условию (9.2.2), в § 2.1 была названа системой **прямого самонаведения**. Систему, работающую по условию (9.2.1), будем называть системой **флюгерного самонаведения**. Действительно, для измерения уг-

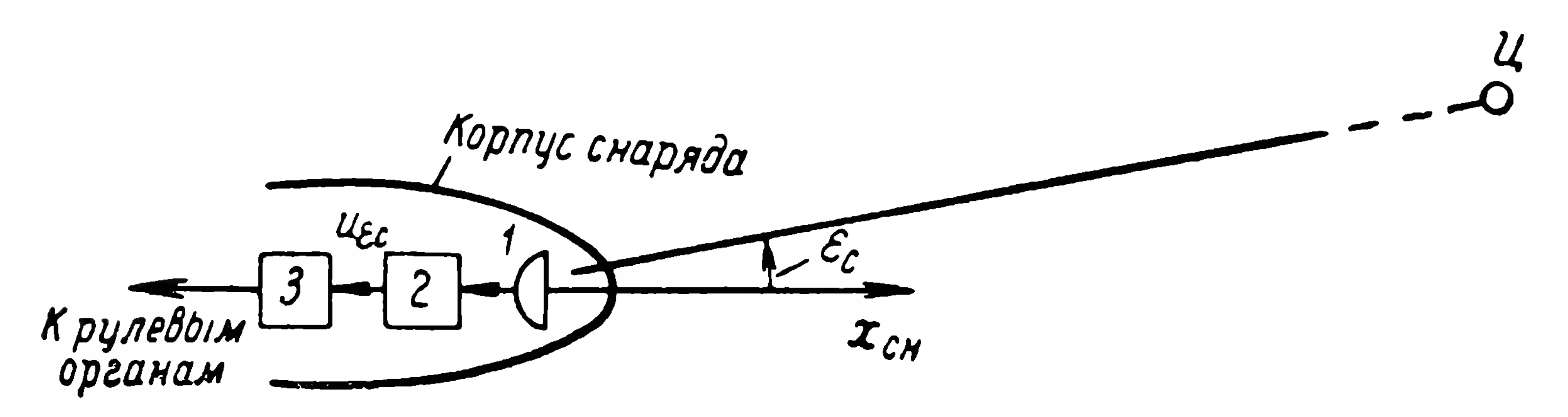


Рис. 9.2. Блок-схема аппаратуры прямого самонаведения:
1 — антенна радиовизира цели; 2 — радиовизир цели, закрепленный на корпусе снаряда; 3 — автопилот.

ла β_c, кроме радиовизира цели, на снаряде необходимо иметь еще флюгер, который измеряет угол α_c, после чего можно определить угол β_c как *

$$\beta_c = \alpha_c - \varepsilon_c. \tag{9.2.3}$$

Система флюгерного самонаведения обеспечивает бо́льшую точность, но требует и более сложной аппаратуры, чем система прямого самонаведения [8].

Поправка на угол α_c может вводиться различными способами. Так, в работе [8] указаны системы с **измерительным** и **силовым** флюгером.

В первом случае датчик угла скольжения, в состав которого входит флюгер, выдает напряжение u_{α_c}, пропорциональное углу α_c (рис. 9.3). Это напряжение суммируется в автопилоте с сигналом u_{ε_c}, пропорциональным углу ε_c, который снимается с радиозвена. В результате вырабатывается управляющий сигнал, пропорциональный углу β_c.

Функциональная схема системы самонаведения с силовым флюгером приведена на рис. 9.4. В такой системе

* Положительное значение угла соответствует направлению против часовой стрелки.

радиовизир цели устанавливается на подвижной платформе 2, которая может поворачиваться относительно корпуса снаряда. В этом случае радиовизир измеряет

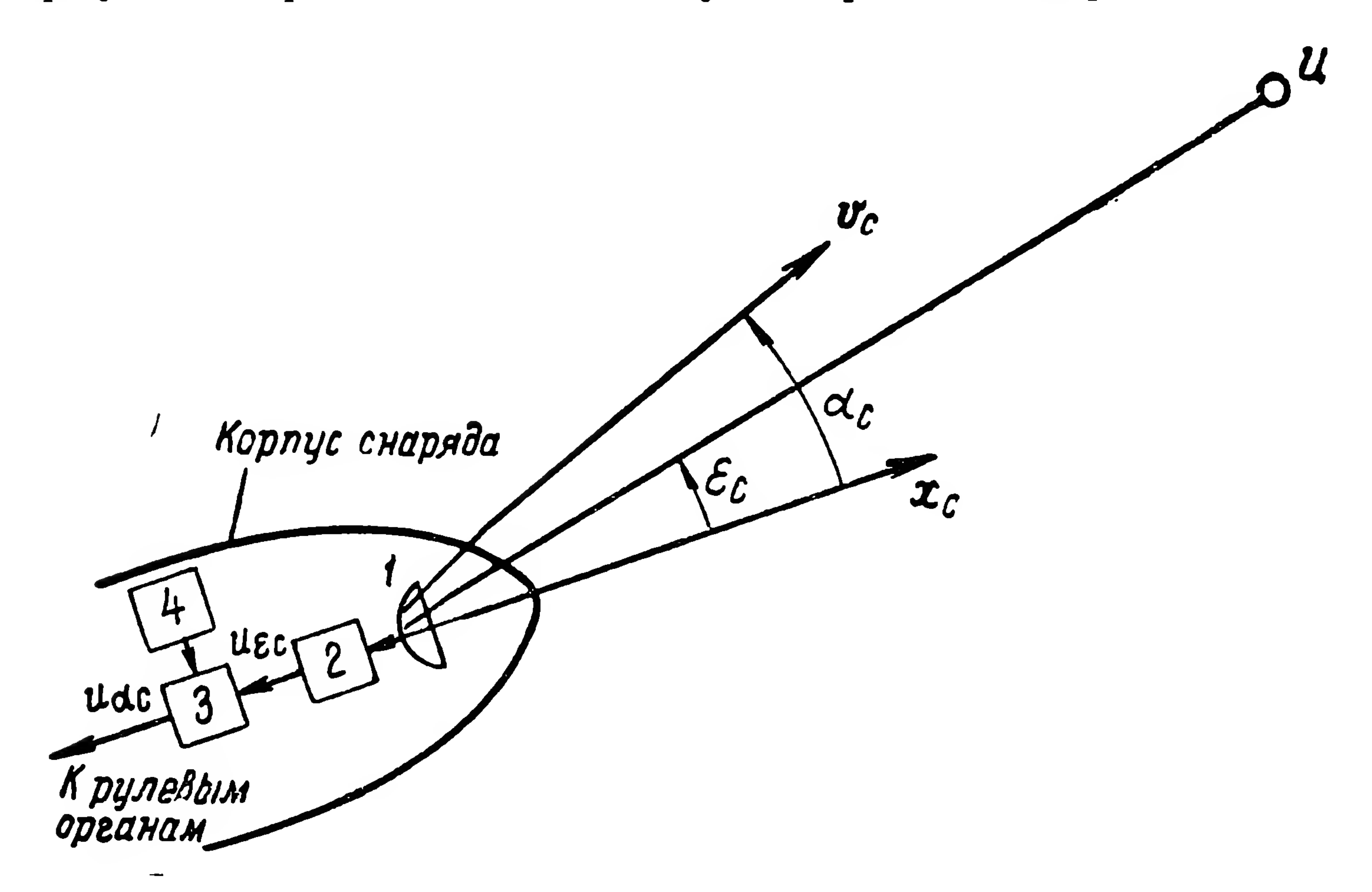


Рис. 9.3. Блок-схема аппаратуры флюгерного самонаведения:
1 — антенна радиовизира цели; 2 — радиовизир цели, закрепленный на корпусе снаряда; 3 — автопилот; 4 — флюгерный датчик угла скольжения.

угол ε_A, определяющий направление на цель относительно платформы, причем

$$\varepsilon_A = \varepsilon_c - \alpha_A, \tag{9.2.4}$$

где α_A — угол поворота платформы радиовизира относительно корпуса снаряда (рис. 9.4).

Приборным аналогом угла ε_A в схеме рис. 9.4 является напряжение $u_к$, представляющее собой командный сигнал.

Сигнал датчика угла скольжения u_{α_c} сравнивается с сигналом датчика угла поворота платформы u_{α_A} и разность напряжений $\Delta u_\alpha = u_{\alpha_c} - u_{\alpha_A}$ поступает на силовой привод следящей системы. Этот привод воздействует на платформу радиовизира, поворачивая ее таким образом, чтобы выполнялось равенство

$$\alpha_A = \alpha_c. \tag{9.2.5}$$

Следовательно, при идеальной работе флюгерного измерительного устройства и следящей системы будет справедливо равенство

$$\varepsilon_A = -\beta_c. \qquad (9.2.6)$$

Система с силовым флюгером по сравнению с системой с измерительным флюгером конструктивно является более сложной.

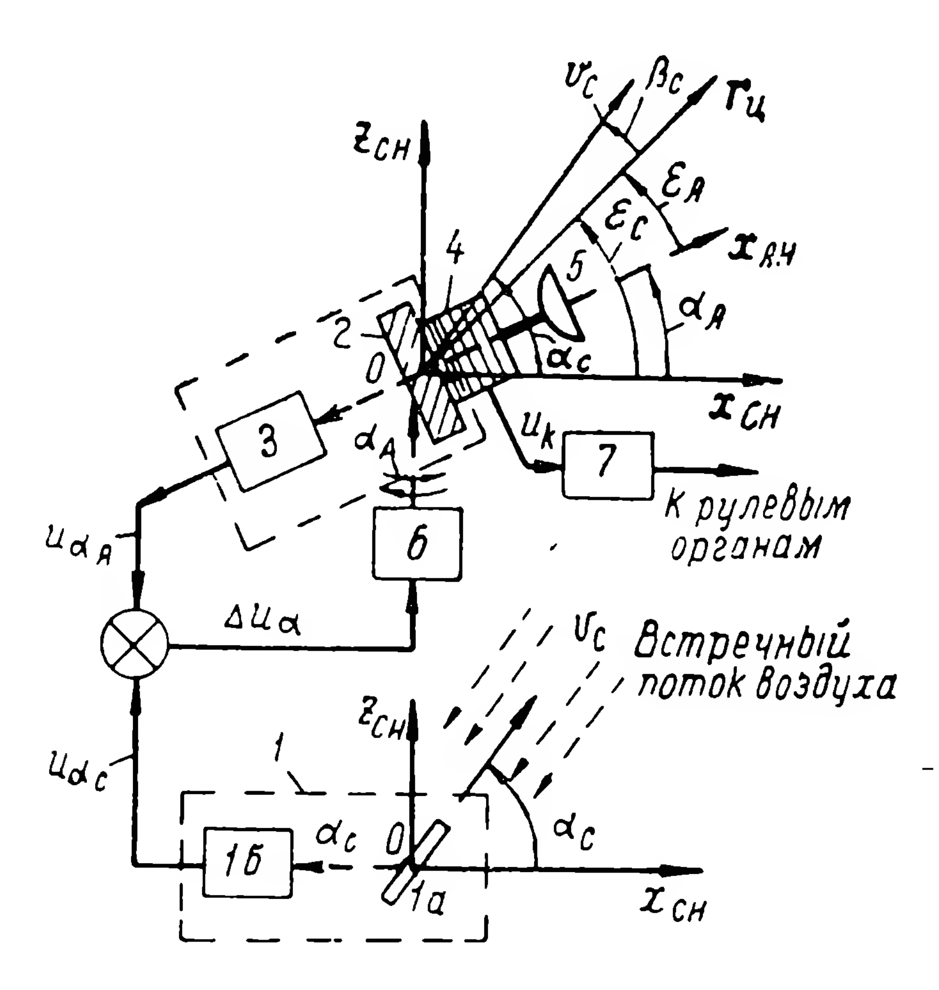


Рис. 9.4. Функциональная схема системы самонаведения с силовым флюгером:

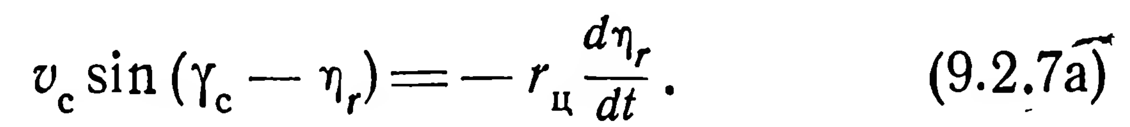
1 — датчик угла скольжения α_c (*1а* — флюгер, *1б* — электрическая схема датчика); *2* — платформа, положение которой управляется флюгером; *3* — датчик угла α_A; *4* — радиовизир цели, установленный на платформе; *5* — антенна радиовизира; *6* — силовой привод следящей системы, изменяющий положение платформы *2*; *7* — автопилот.

2. Кинематические соотношения при самонаведении

Рассмотрим рис. 9.5, на котором показаны геометрические соотношения, определяющие движение центра тяжести рассматриваемого самонаводящегося снаряда. Через точку расположения этого центра тяжести (УС) проведена неподвижная в пространстве координатная линия x_0x_0. Векторы $\mathbf{v}_c$ и $\mathbf{w}_п$ определяют скорость и по-

перечное ускорение снаряда, а $\mathbf{x}_{сн}$ — направление его продольной оси. Скорость движения снаряда $\mathbf{v}_c$ будем считать постоянной.

Из рассмотрения рис. 9.5 следует, что в случае неподвижной цели будет справедливо равенство



$$v_c \sin(\gamma_c - \eta_r) = -r_ц \frac{d\eta_r}{dt}. \qquad (9.2.7а)$$

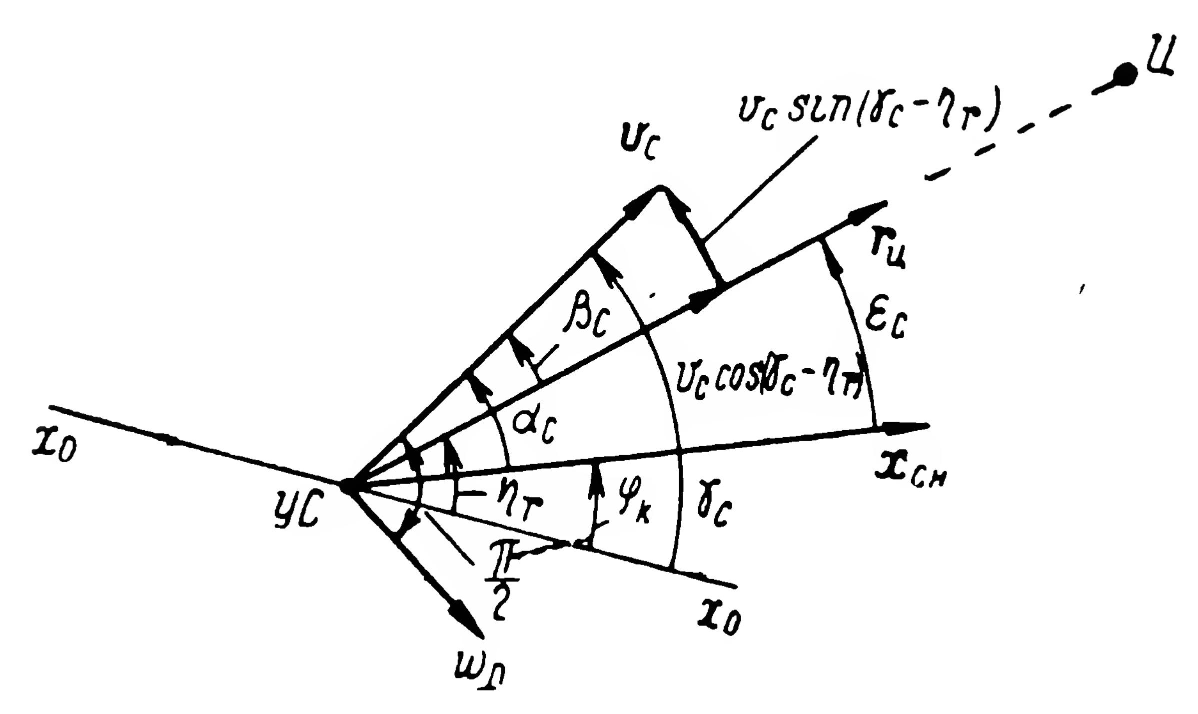


Рис. 9.5. Геометрические соотношения при самонаведении на неподвижную цель:

$\mathbf{v}_c$; $\mathbf{w}_п$—векторы скорости и поперечного ускорения управляемого снаряда; $\mathbf{x}_{сн}$ — направление продольной оси снаряда; $\mathbf{r}_ц$— вектор направления снаряд-цель; x_0x_0—неподвижная в пространстве ось координат; УС—управляемый снаряд; *Ц*—цель.

В системе управления, работающей достаточно точно, угол $\gamma_c - \eta_r$ можно считать небольшим. Следовательно, равенство (9.2.7а) может быть преобразовано к следующему виду:

$$v_c (\gamma_c - \eta_r) \approx -r_ц \frac{d\eta_r}{dt}. \qquad (9.2.7б)$$

Из рисунка также видно, что

$$v_c \cos(\gamma_c - \eta_r) = -\frac{dr_ц}{dt}, \qquad (9.2.8а)$$

или учитывая малость угла $\gamma_c - \eta_r$, получаем

$$v_c \approx -\frac{dr_ц}{dt}. \qquad (9.2.8б)$$

Решая уравнения (9.2.7б) и (9.2.8б) совместно, имеем

$$r_{ц}\frac{d\eta_r}{dt}+\eta_r\frac{dr_{ц}}{dt}\approx-v_{с}\gamma_{с} \tag{9.2.9}$$

или

$$\frac{d(\eta_r r_{ц})}{dt}\approx-v_{с}\gamma_{с}. \tag{9.2.10}$$

Обозначим

$$\eta_r r_{ц}=S. \tag{9.2.11}$$

Из соотношений (9.2.10) и (9.2.11) получим уравнение в операторной форме

$$S=(\eta_r r_{ц})\approx-\frac{v_{с}}{p}\gamma_{с}. \tag{9.2.12}$$

Угол $\gamma_{с}$ связан с поперечным ускорением снаряда соотношением

$$w_{п}=v_{с}\frac{d\gamma_{с}}{dt}. \tag{9.2.13}$$

Перепишем это уравнение в операторной форме

$$\gamma_{с}=\frac{1}{v_{с}p}w_{п}. \tag{9.2.14}$$

Решая совместно уравнения (9.2.12) и (9.2.14), находим

$$S=(\eta_r r_{ц})\approx-\frac{1}{p^2}w_{п}. \tag{9.2.15}$$

Установленный на снаряде радиовизир измеряет угол $\varepsilon_{с}$, который определяется как

$$\varepsilon_{с}=\eta_r-\varphi_{к}, \tag{9.2.16}$$

где $\varphi_{к}$ — угол поворота корпуса снаряда (рис. 9.5).

Угол η_r находится из (9.2.11). Следовательно,

$$\varepsilon_{с}=\frac{S}{r_{ц}}-\varphi_{к}. \tag{9.2.17}$$

Формулы (9.2.15) и (9.2.17) определяют кинематические соотношения, дающие связь между параметрами движения снаряда $w_п$, $\varphi_к$ и величиной ε_c, измеряемой радиозвеном.

3. Структурная схема контура управления

Структурная схема контура управления системы прямого самонаведения (рис. 9.2) представлена на рис. 9.6.

Командный сигнал $u_к = u_{\varepsilon_c}$ с выхода радиозвена поступает в автопилот. Под действием командного сигнала

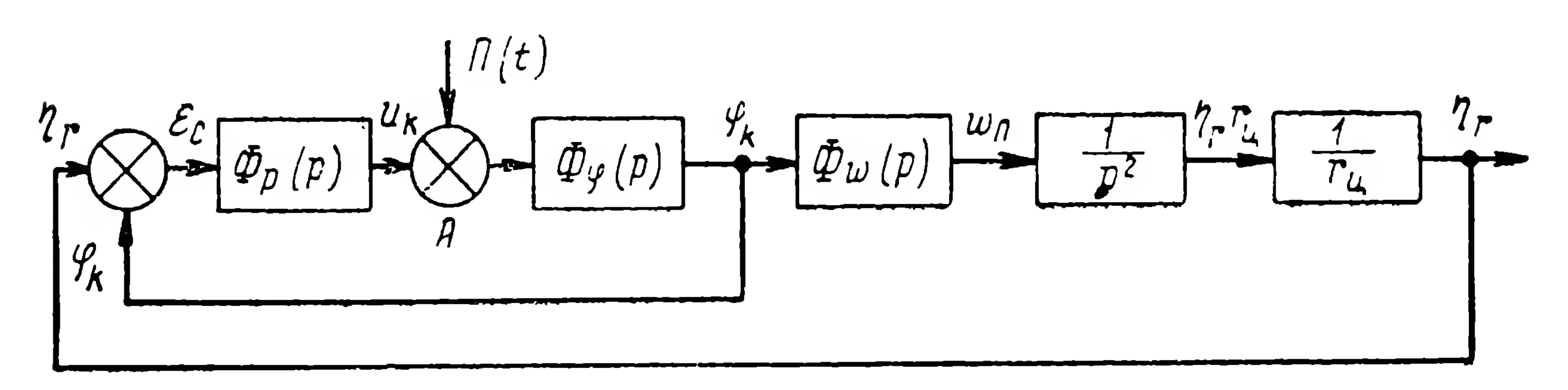


Рис. 9.6. Структурная схема контура управления при прямом самонаведении.

корпус управляемого снаряда поворачивается, т. е. изменяется угол $\varphi_к$. Связь между величиной $u_к$ и $\varphi_к$ задается звеном с передаточной функцией $\Phi_\varphi(p)$. Это звено представляет собой управляемый снаряд. Подобное звено уже было рассмотрено в гл. 3. Там же была установлена связь поперечного ускорения $w_п$ с углом $\varphi_к$, которая определяется звеном с передаточной функцией $\Phi_w(p)$. Используя кинематические соотношения (9.2.15) и (9.2.17), составляем структурную схему контура управления.

В структурной схеме рис. 9.6. имеется звено с переменным коэффициентом $1/r_ц$. Передаточная функция контура может быть найдена, если «заморозить» коэффициент, полагая $r_ц = \text{const}$. Замораживание коэффициента позволяет исследовать систему при сравнительно больших дальностях до цели. Вблизи точки встречи $r_ц \to 0$ и исследование с помощью передаточных функций может привести к большим ошибкам.

Если на выходе радиозвена, кроме полезного командного сигнала $u_к$, имеется помеха, то она может рассматриваться как внешнее воздействие на контур управления $П(t)$, приложенное в точке A (см. гл. 4).

Рассмотрим теперь, как изменится контур управления в случае применения флюгерного самонаведения. В этом случае в состав аппаратуры входит измеритель (датчик) угла скольжения α_c — флюгер. Сигнал на выходе такого датчика u_{α_c} может быть описан следующим уравнением в операторной форме:

$$u_{\alpha_c} = \Phi_{фл}(p)\,\alpha_c, \tag{9.2.18}$$

где $\Phi_{фл}(p)$ — передаточная функция флюгерного измерительного устройства.

В системе с измерительным флюгером сигнал флюгера u_{α_c} складывается с сигналом радиозвена u_{ε_c}, в ре-

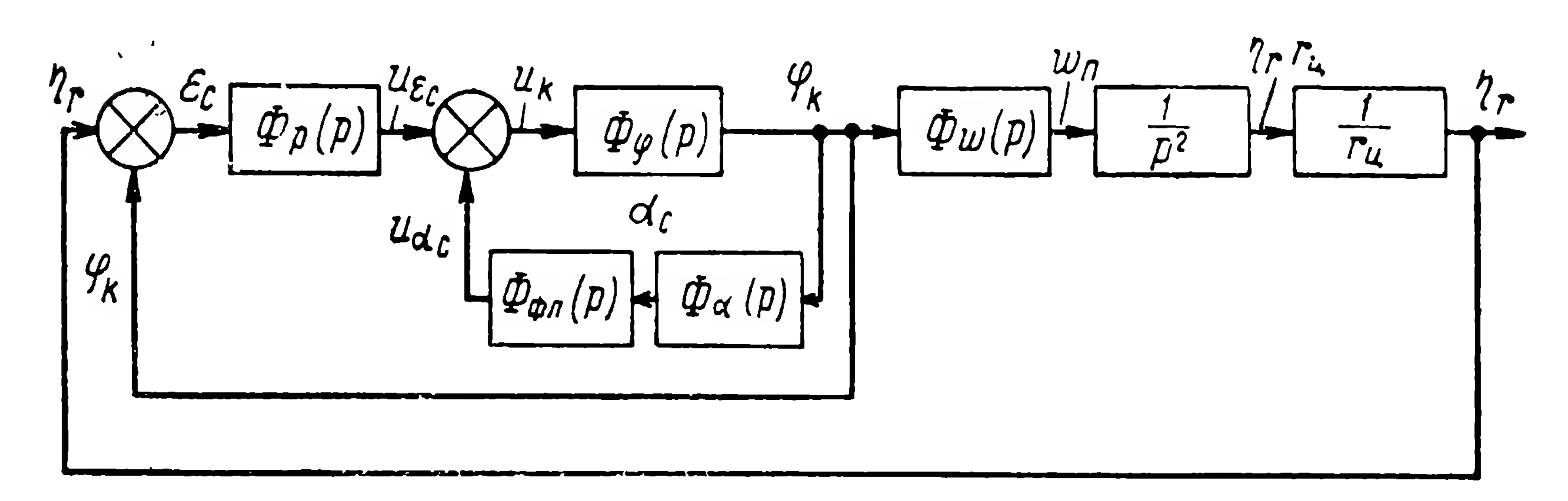


Рис. 9.7. Структурная схема контура управления при флюгерном самонаведении (система с измерительным флюгером).

зультате чего образуется напряжение командного сигнала $u_к$. При этом контур управления может быть представлен в виде структурной схемы, приведенной на рис. 9.7. На этом рисунке звено с передаточной функцией $\Phi_\alpha(p)$ определяет связь между углом скольжения α_c и поворотом корпуса снаряда, т. е. углом $\varphi_к$. Для передаточной функции этого звена из формулы (3.3.10) непосредственно следует выражение

$$\Phi_\alpha(p) = \frac{p}{p+a}.$$

Напомним, что значение коэффициента a определяется аэродинамическими характеристиками снаряда, его массой и скоростью полета [см. также формулу (3.3.7)]. Остальные звенья такие же, как на рис. 9.6.

Аналогично может быть составлена структурная схема контура управления для случая применения силового флюгера.

9.3. РАДИОЗВЕНО СИСТЕМЫ САМОНАВЕДЕНИЯ

Характеристики радиозвена системы самонаведения определяются радиовизиром цели, установленным на борту снаряда. Входной величиной радиозвена является угол визирования цели ε_A. Под углом визирования

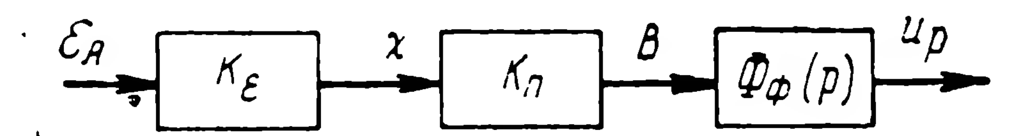


Рис. 9.8. Структурная схема разомкнутого радиозвена.

в общем случае будем понимать угол между линией снаряд — цель и осью платформы, на которой установлен радиовизир цели; в частности, если платформа радиовизира неподвижно закреплена на корпусе снаряда, то $\varepsilon_A = \varepsilon_c$. Выходной величиной радиозвена будет напряжение, которое подается в автопилот для формирования управляющего сигнала.

Можно различать три принципа осуществления радиозвена в системах самонаведения:

— разомкнутое радиозвено,

— радиозвено со следящей антенной,

— радиозвено с компенсацией сигнала.

При *разомкнутом радиозвене* антенная система радиовизира неподвижна относительно платформы. С выхода приемника снимается сигнал, пропорциональный углу между направлением на цель и равносигнальной зоной антенны. Этот сигнал поступает в автопилот.

Структурная схема разомкнутого радиозвена показана на рис. 9.8. Подобное радиозвено удобно представить в виде трех последовательно соединенных звеньев: двух усилительных звеньев с коэффициентами передачи K_ε и $K_п$ и одного звена с передаточной функцией $\Phi_ф(p)$. Коэффициент K_ε характеризует преобразование геометрического параметра (угла ε_A) в электрический (χ). Значение K_ε определяется характеристиками

антенной системы радиовизира цели. Произведение $K_п Ф_ф(p)$ является передаточной функцией радиоприемного устройства. Подобные передаточные функции уже рассматривались в гл. 3, 7 и 8 для различных видов радиоприемных устройств.

Передаточная функция разомкнутого радиозвена в целом будет

$$Ф_р(p) = K_ε K_п Ф_ф(p). \qquad (9.3.1)$$

Структурная схема радиозвена со следящей антенной приведена на рис. 9.9,*а*. В этом слу-

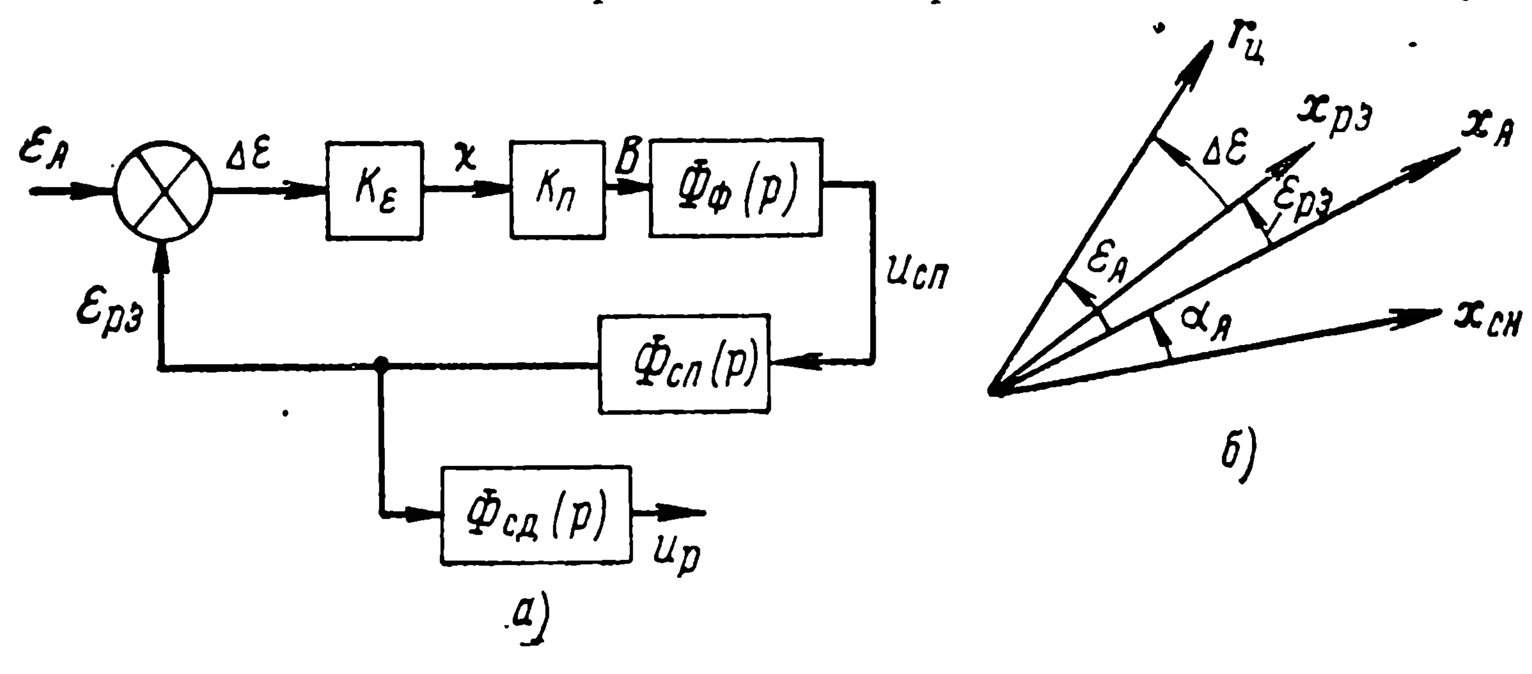


Рис. 9.9. Структурная схема радиозвена со следящей антенной (*а*); геометрические соотношения для следящей антенны (*б*).

чае антенная система радиовизира поворачивается на платформе таким образом, что направление равносигнальной зоны совпадает с направлением на цель.

Направления осей показаны на рис. 9.9,*б*:

$x_{сн}$ — продольная ось снаряда,

x_A — ось платформы радиовизира цели,

$x_{рз}$ — направление равносигнальной зоны антенной системы этого радиовизира.

При $ε_A \neq ε_{рз}$ на выходе антенной системы образуется сигнал, отображенный параметром χ электрического напряжения, причем

$$χ = K_ε Δε. \qquad (9.3.2)$$

Этот сигнал проходит через приемник, на выходе которого вырабатывается напряжение $u_{сп}$, поступающее

затем на силовой привод с передаточной функцией $\Phi_{сп}(p)$. Силовой привод поворачивает антенную систему, изменяя направление равносигнальной зоны, т. е. изменяя угол $\varepsilon_{рз}$.

Выходное напряжение $u_р$ снимается с силового привода через устройство с передаточной функцией $\Phi_{сд}(p)$. При прямом или флюгерном самонаведении это устройство можно выполнить в виде антенного потенциометра, корпус которого закреплен на платформе радиовизира, а щетка соединена с антенной. В этом случае $\Phi_{сд}(p) = K_{сд}$. Передаточная функция радиозвена со следящей антенной будет равна

$$\Phi_р(p) = \frac{K_\varepsilon K_п \Phi_ф(p)\Phi_{сп}(p)}{1 + K_\varepsilon K_п \Phi_ф(p)\Phi_{сп}(p)} \Phi_{сд}(p). \qquad (9.3.3)$$

Из сравнения структурных схем, приведенных на рис. 9.8 и 9.9,*а*, видно, что разомкнутое радиозвено является составной частью радиозвена со следящей антенной.

Разомкнутое радиозвено практически может считаться безынерционным, так как выходной фильтр, определяющий передаточную функцию $\Phi_ф(p)$, можно взять достаточно широкополосным. Радиозвено со следящей антенной обладает инерционностью, которая определяется главным образом силовым приводом антенной системы (сюда входит и инерционность самой антенны). Следящая антенна усложняет конструкцию радиовизира. Однако при следящей антенне возможно сузить диаграмму направленности антенны без опасения потерять цель при ее маневрах, что особенно существенно при самонаведении на быстродвижущуюся цель. Сужение диаграммы направленности, в свою очередь, увеличивает дальность действия системы самонаведения и повышает разрешающую способность радиовизира по угловой координате.

В некоторых случаях оказывается целесообразным выполнять радиозвено по схеме, показанной на рис. 9.10. Такое звено мы будем называть р а д и о з в е н о м с к о м п е н с а ц и е й с и г н а л а. В подобном радиозвене угла ε_A преобразуется в параметр электрического

сигнала χ_A с помощью неподвижной антенной системы таким образом, что

$$\chi_A = K_\varepsilon \varepsilon_A. \qquad (9.3.4)$$

На входе приемника происходит компенсация параметра χ_A. При этом электрический сигнал с параметром χ_A преобразуется в сигнал с параметром $\Delta\chi$, причем

$$\Delta\chi = \chi_A - \chi_{сп}, \qquad (9.3.5)$$

где $\chi_{сп}$ — компенсирующая величина, получающаяся на выходе соответствующего преобразователя, связанного с силовым приводом, [на рис. 9.10 звенья $\Phi_{сп}(p)$ и $K_{пр}$].

Силовой привод управляется напряжением $u_{сп}$, которое вырабатывается в радиоприемном устройстве и ли-

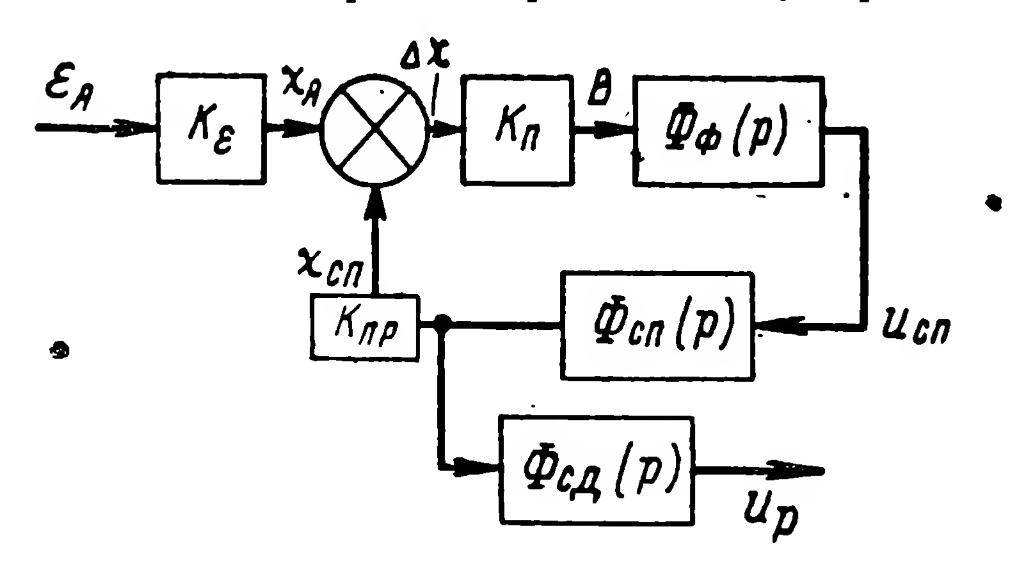


Рис. 9.10. Структурная схема радиозвена с компенсацией сигнала.

нейно связано с величиной $\Delta\chi$ [через передаточную функцию этого устройства $K_п \Phi_ф(p)$]. Выходное напряжение радиозвена $u_р$ снимается с выхода силового привода через устройство съема, имеющее передаточную функцию $\Phi_{сд}(p)$.

Радиозвено с компенсацией сигнала используется, например, в тех случаях, когда антенная система по тем или иным причинам не может быть сделана следящей, а устройство съема является электромеханической системой (например, скоростной гироскоп), входная величина которой должна задаваться в виде механического перемещения [91].

Диаграмма направленности антенны в рассматриваемом случае выбирается так же, как и для разомкнутого

радиозвена. Передаточная функция радиозвена с компенсацией сигнала будет

$$\Phi_{р}(p)=\frac{K_{\varepsilon}K_{п}\Phi_{ф}(p)\Phi_{сп}(p)}{1+K_{п}\Phi_{ф}(p)\Phi_{сп}(p)K_{пр}}\Phi_{сд}(p). \qquad (9.3.6)$$

В заключение настоящего раздела остановимся коротко на вопросах анализа внешних воздействий на радиозвено самонаведения. Если в радиоканале визира цели системы самонаведения имеются какие-либо радиопомехи, то их действие может исследоваться методом, рассмотренным в гл. 4.

В ряде случаев оказывается, что при действии помех напряжение на выходе радиоприемного устройства (в точках B рис. 9.8 и 9.9,a) для разомкнутого радиозвена и звена со следящей антенной может быть представлено в виде

$$u_{B}=\chi K'_{п}+u_{пх}(t), \qquad (9.3.7)$$

а для радиозвена с компенсацией сигнала (рис. 9.10) в виде

$$u_{B}=\Delta\chi K'_{п}+u_{пх}(t), \qquad (9.3.8)$$

где $u_{пх}(t)$ — некоторый случайный процесс, параметры которого не зависят от значения угла ε_{A};

$K'_{п}$ — коэффициент передачи приемного устройства при действии помехи.

В подобных случаях анализ влияния радиопомехи сводится к рассмотрению работы радиозвена при внешнем воздействии $u_{пх}(t)$, приложенном в точке B. При этом следует также учесть возможные изменения коэффициента передачи $K'_{п}\neq K_{п}$. В результате такого рассмотрения определяются параметры помехи (спектр или автокорреляционная функция) на выходе радиозвена в точке A, отмеченной на рис. 9.6, и находится общее изменение передаточной функции радиозвена $\Phi_{р}(p)$, связанное с изменением $K_{п}$. Пусть, например, сигнал помехи $u_{пх}(t)$ представляет собой стационарный случайный процесс со спектральной плотностью $G_{пх}(\omega)$. Тогда

энергетический спектр помехи на выходе разомкнутого радиозвена будет

$$G_{\text{пх вых}}(\omega) = G_{\text{пх}}(\omega)\,|\,\Phi_{\text{ф}}(j\omega)\,|^2, \tag{9.3.9}$$

на выходе радиозвена со следящей антенной

$$G_{\text{пх вых}}(\omega) = G_{\text{пх}}(\omega)\left|\frac{\Phi_{\text{ф}}(j\omega)\Phi_{\text{сп}}(j\omega)\Phi_{\text{сд}}(j\omega)}{1+K_\varepsilon K'_{\text{п}}\ \Phi_{\text{ф}}(j\omega)\Phi_{\text{сп}}(j\omega)}\right|^2 \tag{9.3.10}$$

и на выходе радиозвена с компенсацией сигнала

$$G_{\text{пх вых}}(\omega) = G_{\text{пх}}(\omega)\left|\frac{\Phi_{\text{ф}}(j\omega)\Phi_{\text{сп}}(j\omega)\Phi_{\text{сд}}(j\omega)}{1+K'_{\text{п}}\Phi_{\text{ф}}(j\omega)\Phi_{\text{сп}}(j\omega)\ K_{\text{пр}}}\right|^2. \tag{9.3.11}$$

Коэффициенты передачи K_ε; $K_{\text{п}}$ или $K'_{\text{п}}$, а также спектр помехи $G_{\text{пх}}(\omega)$ определяются характеристиками радиовизира цели и помехи и будут рассмотрены ниже.

9.4. САМОНАВЕДЕНИЕ НА БЫСТРОДВИЖУЩУЮСЯ ЦЕЛЬ

1. Кинематические соотношения

Рассмотрим случай самонаведения снаряда на самолет. Предположим, что атака самолета происходит сзади («вдогон цели»), причем управляемый снаряд и цель

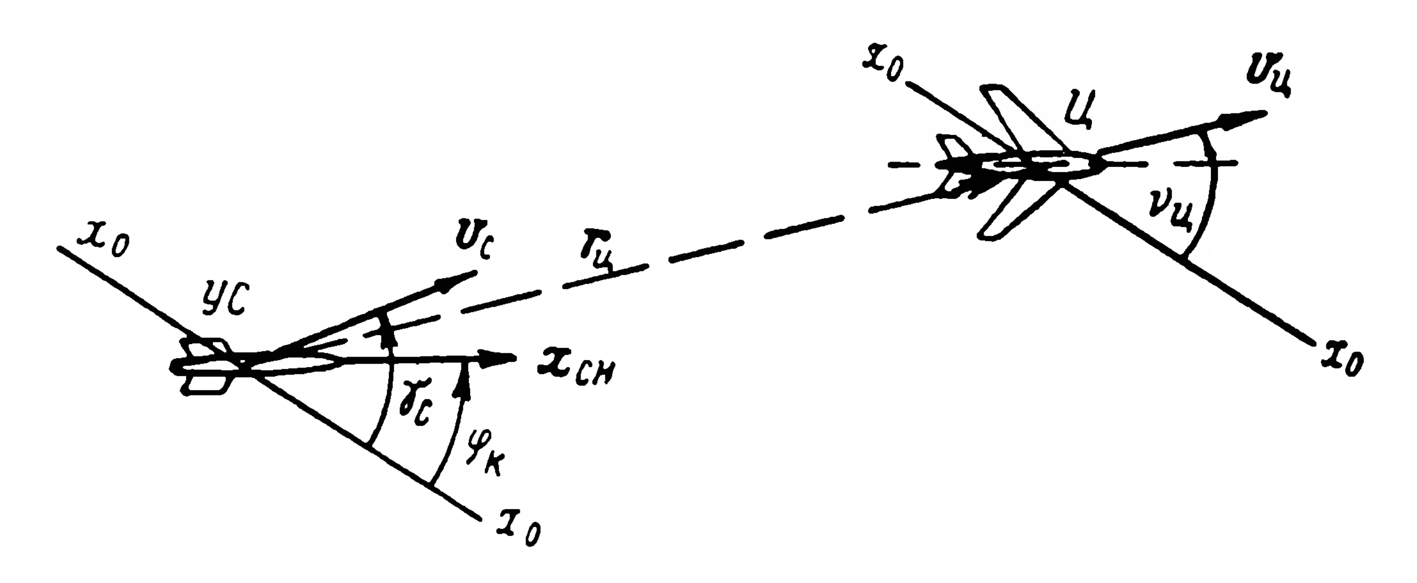


Рис. 9.11. Самонаведение снаряда (УС) на самолет (*Ц*).

находятся все время в одной плоскости (рис. 9.11). Геометрические соотношения, определяющие взаимное движение двух точек *УС* (управляемый снаряд) и *Ц* (цель), показаны на рис. 9.12. На этом рисунке x_0x_0 — неподвиж-

ная в пространстве линия, определяющая начало отсчета углов. Скорости полета управляемого снаряда и цели будем считать постоянными.

Из рис. 9.12 следует

$$\frac{dr_{ц}}{dt} = -v_{с} \cos(\gamma_{с} - \eta_r) + v_{ц} \cos(\nu_{ц} - \eta_r), \qquad (9.4.1)$$

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} = -v_{с} \sin(\gamma_{с} - \eta_r) + v_{ц} \sin(\nu_{ц} - \eta_r). \qquad (9.4.2)$$

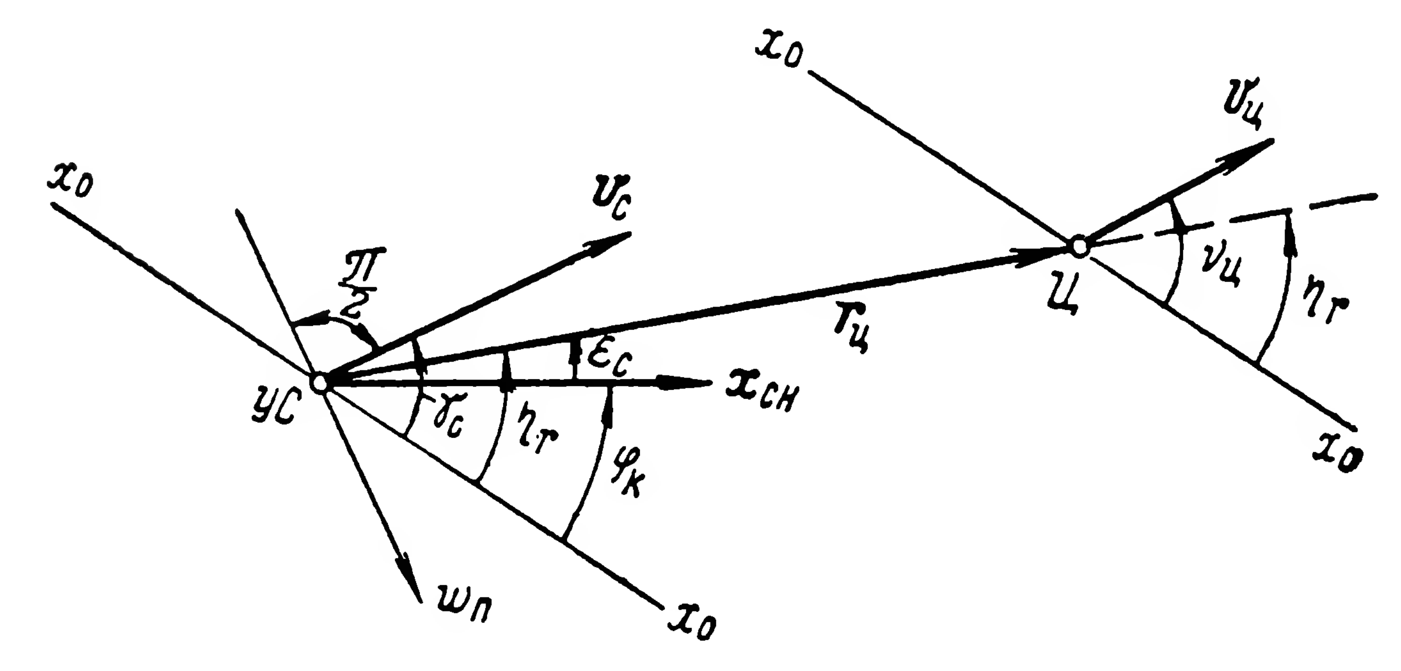


Рис. 9.12. Геометрические соотношения при наведении на движущуюся цель.

Проведем рассмотрение для случая, когда углы $\gamma_{с} - \eta_r$ и $\nu_{ц} - \eta_r$ можно считать малыми. При этом равенства (9.4.1) и (9.4.2) упрощаются и принимают вид

$$\frac{dr_{ц}}{dt} \approx v_{ц} - v_{с}, \qquad (9.4.3)$$

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} \approx -v_{с}(\gamma_{с} - \eta_r) + v_{ц}(\nu_{ц} - \eta_r). \qquad (9.4.4)$$

Преобразовав последнее соотношение, находим

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} + (v_{ц} - v_{с})\,\eta_r \approx -v_{с}\gamma_{с} + v_{ц}\nu_{ц}.$$

Подставив сюда значение разности $v_{ц} - v_{с}$ из выражения (9.4.3), получим

$$r_{ц} \frac{d\eta_r}{dt} + \frac{dr_{ц}}{dt}\eta_r \approx -v_{с}\gamma_{с} + v_{ц}\nu_{ц}$$

или

$$\frac{d(r_ц \eta_r)}{dt} \approx -v_с \gamma_с + v_ц \nu_ц. \qquad (9.4.5)$$

Равенство (9.4.5) в операторной форме записывается следующим образом:

$$r_ц \eta_r \approx -\frac{1}{p} v_с \gamma_с + \frac{1}{p} v_ц \nu_ц. \qquad (9.4.6)$$

Учитывая соотношение (9.2.14), имеем

$$r_ц \eta_r \approx -\frac{1}{p^2} w_п + \frac{1}{p} v_ц \nu_ц. \qquad (9.4.7)$$

Для атаки быстродвижущихся целей обычно используются методы самонаведения с упреждением. В частности, может быть использован метод параллельного сближения [8, 12, 27, 28].

Кинематические соотношения, определяемые равенством (9.4.7), остаются справедливыми для любого метода наведения, в том числе и для параллельного сближения, если только векторы скорости снаряда и цели незначительно отклоняются от линии снаряд — цель. В более общем случае линеаризация уравнений (9.4.1) и (9.4.2) может выполняться путем перехода к уравнениям в отклонениях.

В гл 7. было показано, что для осуществления параллельного сближения необходимо вырабатывать командный сигнал $u_к$, пропорциональный скорости вращения линии снаряд — цель, т. е. пропорциональный величине $\frac{d\eta_r}{dt}$ [см. формулу (7.2.5)]. Для получения такого сигнала на управляемом снаряде необходимо иметь неподвижную систему координат O; x_0; y_0; z_0. Такую систему координат обычно получают с помощью гироскопов. Направление линии снаряд — цель по-прежнему измеряется радиовизиром, установленным на снаряде.

2. Способы формирования командного сигнала

Радиовизир цели, которым снабжен самонаводящийся снаряд, измеряет угол между направлением на цель и осью платформы, на которой он установлен, т. е. угол ε_A (рис. 9.9,*б*). Для формирования командного сигнала при

наведении методом параллельного сближения необходимо измерять угловую скорость $\frac{d\eta_r}{dt}$.

Рассмотрим два возможных способа формирования командного сигнала на основе данных, получаемых с радиовизира цели. Первый из этих способов основан на сложении сигналов радиовизира, платформа которого неподвижно укреплена на корпусе снаряда и датчика скорости изменений угла рысканья $\varphi_к$. Из рис. 9.12 следует

$$\frac{d\eta_r}{dt}=\frac{d\varphi_к}{dt}+\frac{d\varepsilon_c}{dt}. \qquad (9.4.8а)$$

Следовательно, командный сигнал курса $u_к$ при наведении методом параллельного сближения можно сформировать как сумму двух напряжений

$$u_к=u_{\dot\varphi_к}+u_{\dot\varepsilon_c}, \qquad (9.4.8б)$$

где

$$u_{\dot\varepsilon_c}=K_р\frac{d\varepsilon_c}{dt}, \qquad (9.4.8в)$$

$$u_{\dot\varphi к}=K_{\varphi_к}\frac{d\varphi_к}{dt}. \qquad (9.4.8г)$$

Здесь $K_р$ — коэффициент передачи устройства, измеряющего производную угла ε_c;

$K_{\varphi_к}$ — коэффициент передачи датчика производной угла рысканья.

На рис. 9.13 приведена функциональная схема системы, в которой формирование командного сигнала осуществляется согласно соотношениям (9.4.8).

Поскольку радиовизир цели *1* установлен на платформе *4*, а последняя жестко закреплена на корпусе снаряда, то будет иметь место равенство

$$\varepsilon_c=\varepsilon_A. \qquad (9.4.9)$$

С выхода радиовизира снимается напряжение $u_р$, которое в идеальном случае должно быть пропорциональным производной угла ε_A, т. е.

$$u_р=u_{\dot\varepsilon_A}=u_{\dot\varepsilon_c}.$$

Выражение для передаточной функции идеального радиозвена должно иметь следующий вид:

$$\Phi_{р}(p)=K_{р}p. \tag{9.4.10}$$

Практически, однако, радиовизир выдает напряжение $u_{р}$, которое связано с углом ε_{A} через передаточную

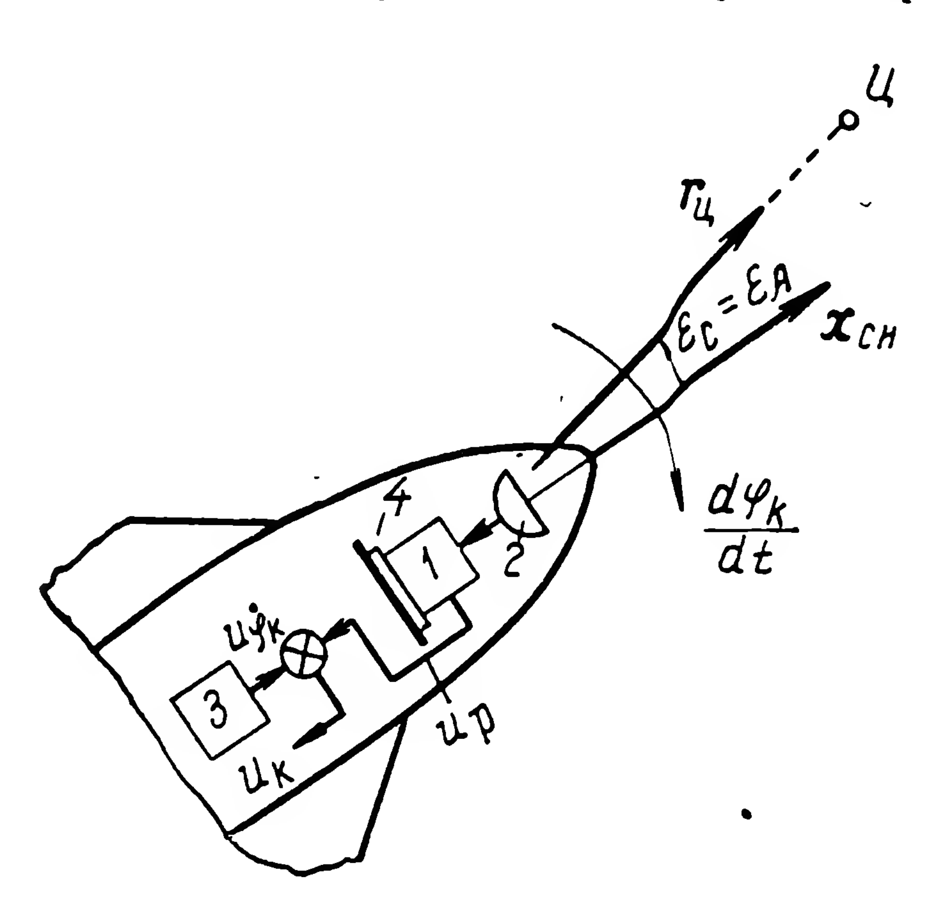


Рис. 9.13. Система с измерительным скоростным гироскопом:

1 — радиовизир цели; 2 — антенна радиовизира цели; 3 — датчик производной угла рысканья со скоростным гироскопом; 4 — платформа радиовизира цели, установленная на корпусе управляемого снаряда; Ц — цель.

функцию радиозвена, определяемую формулами (9.3.3) или (9.3.6).

Дифференцирующее звено входит в состав устройства съема данных с радиовизира (рис. 9.9 или 9.10). В этом случае его передаточная функция будет

$$\Phi_{сд}'(p)=K_{сд}p. \tag{9.4.11}$$

Напряжение $u_{\dot\varphi_{к}}$ (пропорциональное скорости вращения корпуса снаряда относительно его центра тяжести) формируется в датчике производной угла рысканья 3 (рис. 9.13). Основным элементом этого датчика является измерительный скоростной гироскоп, установленный на корпусе снаряда. Поэтому рассматриваемую систему

формирования командного сигнала можно назвать системой с измерительным скоростным гироскопом [8].

Выражение для передаточной функции датчика производной угла рыскания при идеальном дифференцировании должно иметь следующий вид:

$$\Phi_{\dot{\varphi}_к}(p) = \frac{u_{\dot{\varphi}_к}(p)}{\varphi_к(p)} = K_{\varphi_к} p, \tag{9.4.12}$$

где $K_{\varphi_к}$ — коэффициент передачи датчика.

Таким образом, в системе с измерительным скоростным гироскопом командный сигнал формируется согласно следующему уравнению:

$$u_к = u_{\dot{\varphi}_к} + u_р \tag{9.4.13а}$$

или

$$u_к = \Phi_{\dot{\varphi}_к}(p)\,\varphi_к + \Phi_р(p)\,\varepsilon_с. \tag{9.4.13б}$$

Второй возможный способ формирования командного сигнала состоит в гиростабилизации в пространстве платформы, на которой установлен радиовизир цели. Подобную стабилизацию можно обеспечить с помощью гиродатчика, основным элементом которого является свободный гироскоп (см. также § 1.5). Такую систему называют [8] системой с радиовизиром, установленным на стабиплате (т. е. на гиростабилизированной платформе). Функциональная схема, поясняющая принцип осуществления системы со стабиплатой, приведена на рис. 9.14. Эта схема соответствует плоской задаче и составлена для случая использования радиозвена *1* со следящей антенной *2*.

Входной величиной радиозвена является угол ε_A между осью $\mathbf{x}_A$ гиростабилизированной платформы *4* и направлением на цель $\mathbf{r}_ц$. Значение этого угла равно согласно рис. 9.14

$$\varepsilon_A = \varepsilon_с - \alpha_A, \tag{9.4.14}$$

где α_A — угол поворота платформы радиовизира относительно корпуса снаряда,

Платформа радиовизира поворачивается относительно корпуса снаряда с помощью силового привода *6*. Напряжение, управляющее этим приводом $u_{сп}$, снимается с потенциометрического датчика *3*. Корпус датчика установлен на стабилизируемой платформе радио-

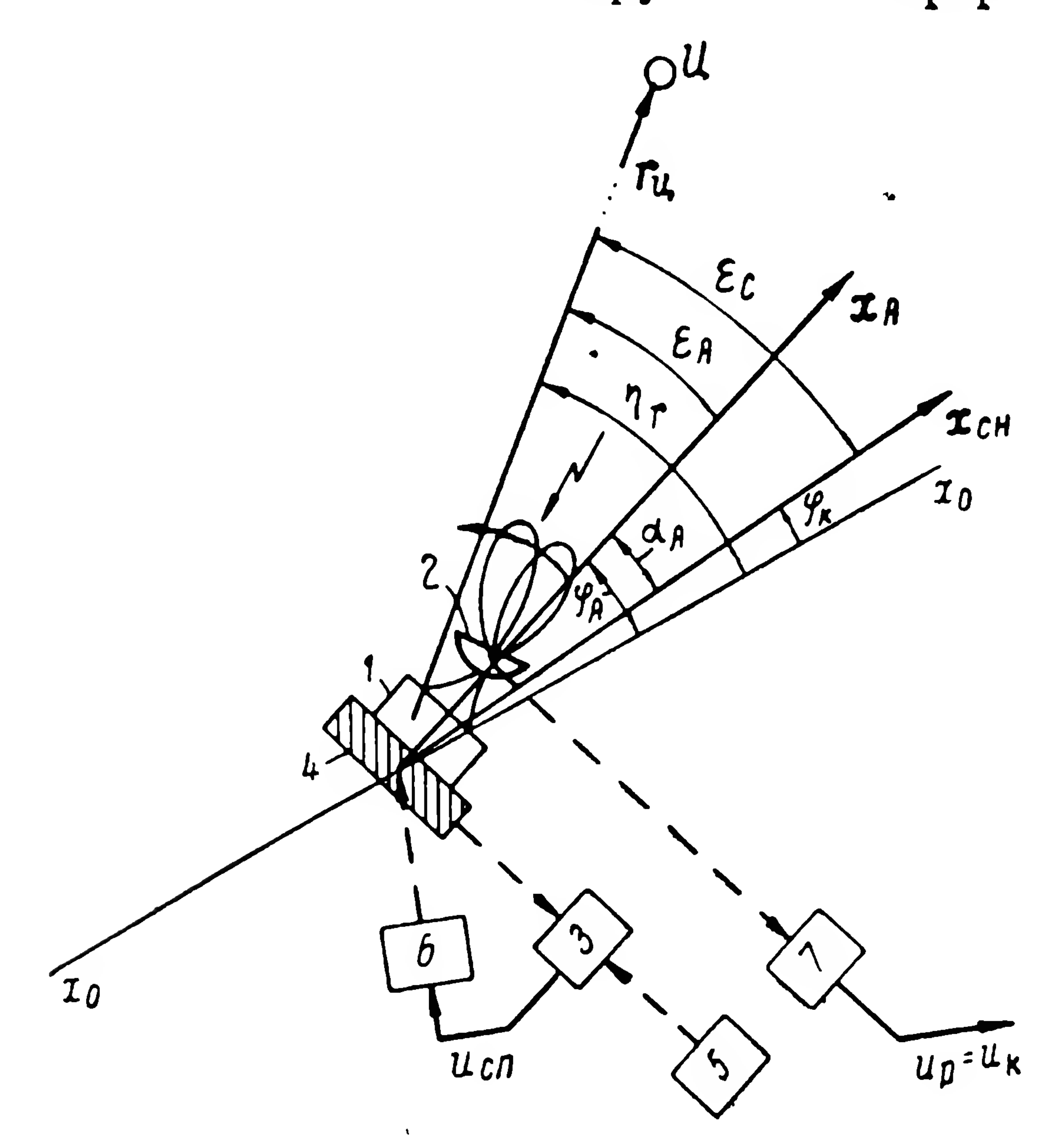


Рис. 9.14. Система с гиростабилизированной платформой:

1 — радиовизир цели; *2* — антенна радиовизира цели; *3* — потенциометрический датчик угла φ_A; *4* — гиростабилизированная платформа (стабиплата); *5* — гиродатчик со свободными гироскопами; *6* — силовой привод системы гиростабилизации платформы; *7* — дифференцирующее; звено *Ц* — цель.

визира. Ползунок потенциометра соединен с осью свободного гироскопа, задающего неподвижную в пространстве координатную линию x_0x_0. Напряжение $u_{сп}$, снимаемое с такого потенциометрического датчика, будет пропорционально углу φ_A между осью стабиплаты $\mathbf{x}_A$ и координатной линией x_0x_0:

$$u_{сп} = K_{пг}\varphi_A, \qquad (9.4.15)$$

где $K_{пг}$ — коэффициент передачи потенциометрического датчика.

Когда корпус снаряда поворачивается (изменяется угол $\varphi_к$), следящая система поворачивает платформу, что изменяет угол α_A. Эти углы представляют собой входную и выходную величины контура регулирования и связаны следующим соотношением:

$$\alpha_A(p)=\varphi_к(p)\Phi_{пл}(p), \qquad (9.4.16)$$

где $\Phi_{пл}(p)$ — передаточная функция контура следящего привода.

Входная величина радиозвена — угол $\varepsilon_A(p)$ теперь определится как

$$\varepsilon_A=\varepsilon_с-\alpha_A=\varepsilon_с-\varphi_к\Phi_{пл}(p). \qquad (9.4.17)$$

Следовательно, командный сигнал в системе с радиовизиром, установленным на стабиплате, формируется согласно следующему уравнению:

$$u_к=\varepsilon_A\Phi_р(p)=[\varepsilon_с-\varphi_к\Phi_{пл}(p)]\Phi_р(p). \qquad (9.4.18)$$

Следящий привод системы гиростабилизации поддерживает угол φ_A в идеальном случае, равным нулю. При этом ось гиростабилизируемой платформы $\mathbf{x}_A$ будет направлена вдоль неподвижной в пространстве координатной линии x_0x_0 ($\alpha_A=-\varphi_к$) и, следовательно,

$$\varepsilon_A=\eta_r. \qquad (9.4.19)$$

В этом случае дифференцирующее звено *7*, связанное со следящей антенной *2*, выдает командный сигнал $u_к$, пропорциональный производной угла η_r.

Из формулы (9.4.18) видно, что идеальный случай соответствует равенству (9.4.10) и $\Phi_{пл}(p)=-1$.

3. Структурные схемы контура управления при различных способах формирования командного сигнала

На рис. 9.15 приведена структурная схема контура управления при самонаведении методом параллельного сближения для случая использования системы с измерительным скоростным гироскопом (рис. 9.13).

Передаточные функции кинематических звеньев контура управления должны соответствовать соотношению (9.4.7). Обозначим первое и второе слагаемые в правой части этого соотношения соответственно через

$$S_{с}=\frac{w_{п}}{p^2}, \qquad (9.4.20а)$$

$$S_{ц}=\frac{v_{ц}}{p}\nu_{ц}. \qquad (9.4.20б)$$

Соответствующие передаточные функции кинематических звеньев будут, следовательно, иметь значение $1/p^2$ и $v_{ц}/p$ (рис. 9.15).

Внешним воздействием на рассматриваемый контур управления является угол вектора скорости цели $\nu_{ц}$.

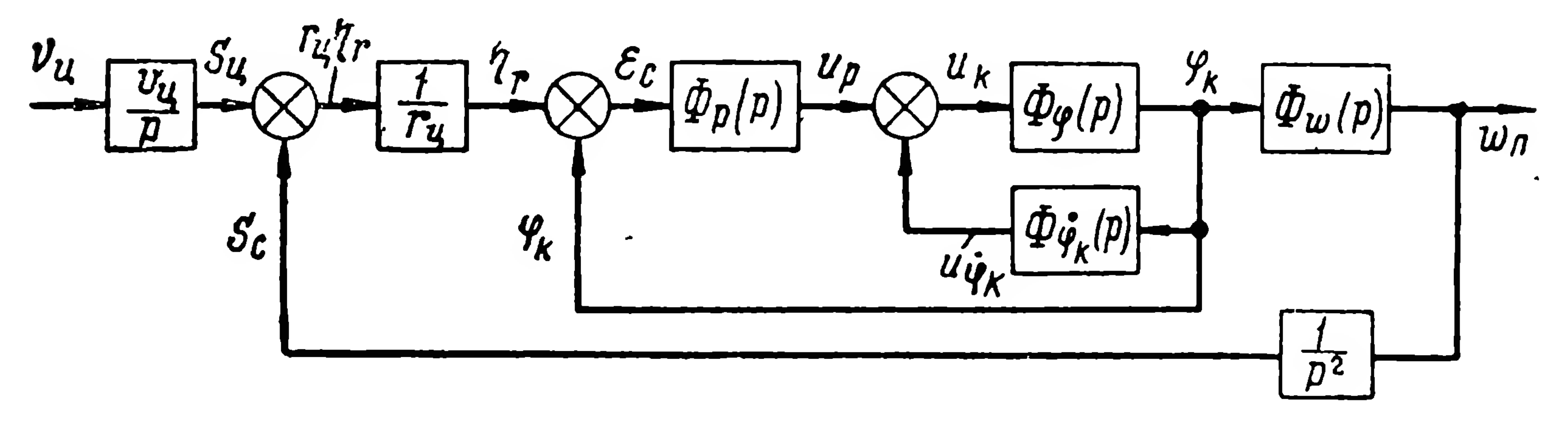


Рис. 9.15. Структурная схема контура управления при самонаведении методом параллельного сближения с использованием системы с измерительными скоростными гироскопами.

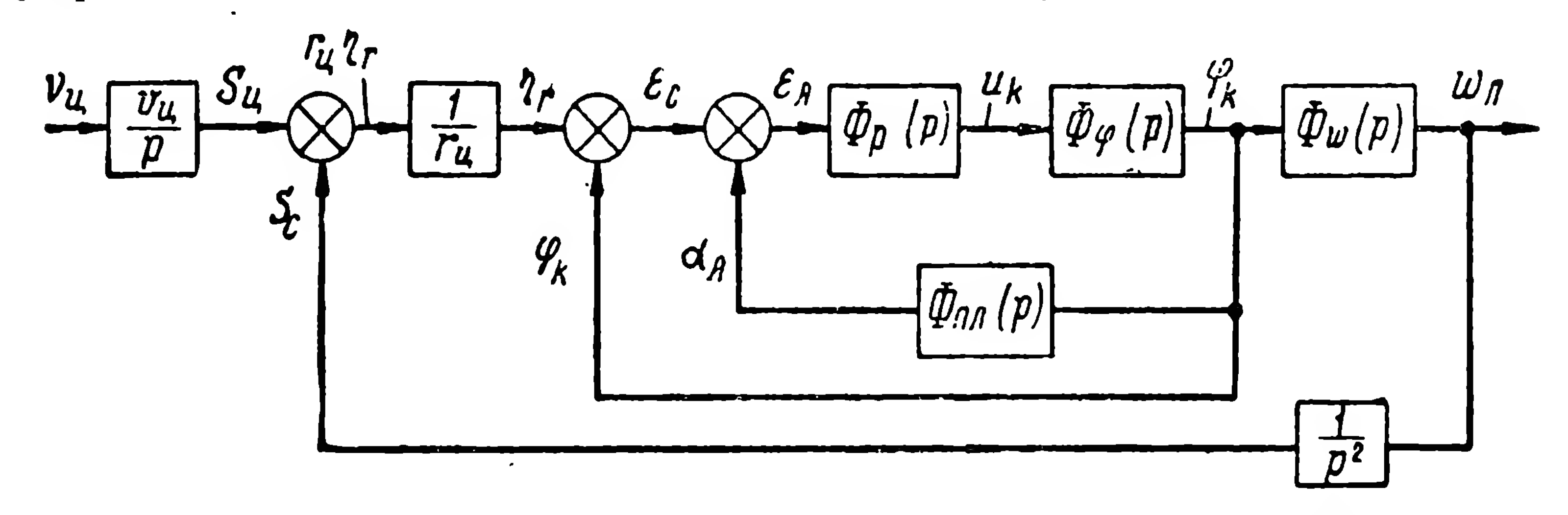
Этот угол представляет собой независимое переменное, определяемое движением цели.

Передаточные функции снаряда $\Phi_{\varphi}(p)$ и $\Phi_{w}(p)$, определяющие связь между командным сигналом $u_{к}$ и величинами $\varphi_{к}$; $w_{п}$, могут быть получены методом, рассмотренным в гл. 3. Командный сигнал $u_{к}$ формируется согласно выражению (9.4.8б) как сумма напряжений $u_{\dot{\varphi}_{к}}$ и $u_{р}$, которые, в свою очередь, определяются углами $\varphi_{к}$ и $\varepsilon_{с}$ через передаточные функции $\Phi_{\dot{\varphi}_{к}}(p)$ и $\Phi_{р}(p)$ [формула (9.4.13)].

Передаточная функция радиозвена $\Phi_{р}(p)$ была определена выше. Входной величиной этого звена является угол ε_{A}, равный в данном случае углу ε_{C}:

Угол η_r, являющийся выходной величиной кинематического звена, получается путем умножения величины $S=\eta_r r_ц$ на переменный коэффициент $1/r_ц$. Угол ε_c находится согласно рис. 9.12 как разность $\eta_r - \varphi_к$.

На рис. 9.16 изображена структурная схема контура управления при самонаведении для случая использова-



Структурная схема контура управления при самонаведении и параллельного сближения с использованием системы с гиростабилизированной платформой.

ния системы с радиовизиром, установленным на стабиплате (рис. 9.14). Часть структурной схемы рис. 9.16, отображающая кинематические связи величин $w_п$ и η_r, аналогична схеме рис. 9.15.

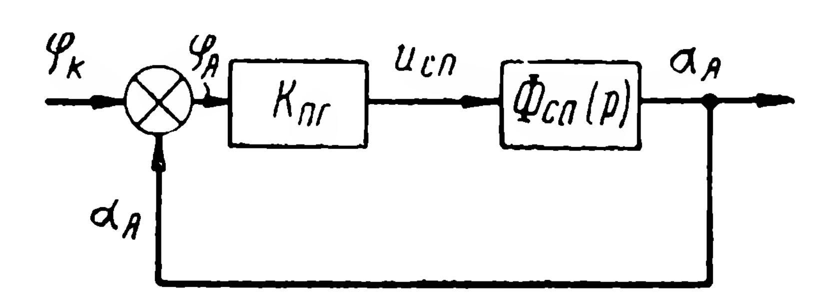


Рис. 9.17. Структурная схема следящей системы гиростабилизации платформы радиовизира цели.

Звеном с передаточной функцией $Ф_{пл}(p)$ в схеме рис. 9.16 учитывается система гиростабилизации платформы *4* (рис. 9.14), на которой установлен радиовизир цели. Входной величиной этого звена является угол рысканья $\varphi_к$. Выходной величиной является угол α_A (угол между осью снаряда и осью стабиплаты). Из рассмотрения рис. 9.14 имеем

$$\alpha_A = \varphi_A - \varphi_к. \qquad (9.4.21)$$

Структурная схема звена гиростабилизации представлена отдельно на рис. 9.17. На этой схеме звено с передаточной функцией $Ф_{сп}(p)$ соответствует силовому приводу *6* (рис. 9.14), взятому совместно с гиростабилизируемой платформой *4*; $K_{пг}$ — коэффициент передачи датчика *3*.

Из рассмотрения структурной схемы рис. 9.17 получаем

$$\Phi_{пл}(p)=\frac{\alpha_A(p)}{\varphi_к(p)}=\frac{K_{пг}\Phi_{сп}(p)}{1+K_{пг}\Phi_{сп}(p)}. \qquad (9.4.22)$$

Командный сигнал $u_к$ формируется в соответствии с уравнением (9.4.18).

Из рассмотрения структурных схем рис. 9.15 и 9.16 можно сделать вывод, что формирование командного сигнала в гиростабилизированной системе координат в конечном итоге обеспечивается путем введения дополнительной цепи обратной связи. В структурной схеме рис. 9.15 эта обратная связь охватывает только управляемый снаряд, т. е. звено с передаточной функцией $\Phi_\varphi(p)$.

В структурной схеме рис. 9.16 дополнительной обратной связью охватывается как управляемый снаряд, так и радиозвено [звенья с передаточными функциями $\Phi_\varphi(p)$ и $\Phi_р(p)$]. Если система гиростабилизации платформы радиовизира является безынерционной (идеальной), то

$$\Phi_{пл}(p)=-1, \quad \alpha_A=-\varphi_к$$

и, следовательно, выполняется условие (9.4.19)

$$\varepsilon_A=\eta_r.$$

В подобных условиях обратная связь по углу $\varphi_к$ через корпус снаряда в замкнутом контуре управления исчезает. Заметим, что в структурной схеме рис. 9.15 также можно обеспечить аналогичные условия работы. Для этого необходимо, чтобы передаточная функция радиозвена $\Phi_р(p)$ и передаточная функция датчика производной угла рысканья $\Phi_{\dot\varphi_к}(p)$ соответствовали идеальным дифференцирующим звеньям [формулы (9.4.10) и (9.4.12)] с одинаковыми коэффициентами передачи $K_р=K_{\varphi_к}$.

На рис. 9.18 приведена структурная схема контура управления, соответствующая случаю идеальной системы стабилизации платформы радиовизира.

В общем случае самонаведение снаряда на быстродвижущуюся цель (самолет) происходит не в одной пло-

скости и управление должно осуществляться одновременно по двум координатам, например, по курсу и по тангажу. При этом следует различать и два соответствующих контура управления. При предварительном рассмотрении, для упрощения задачи, работу обоих кон-

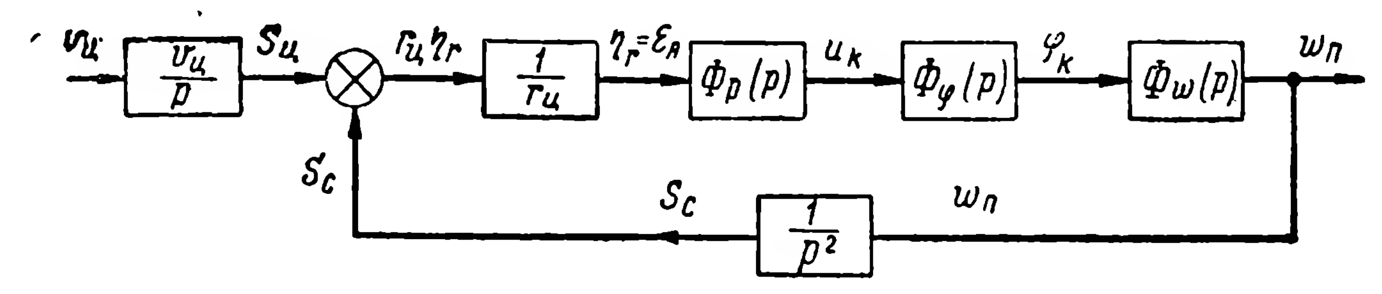


Рис. 9.18. Структурная схема контура управления при самонаведении методом параллельного сближения при идеальной гиростабилизации платформы радиовизира цели.

туров управления в первом приближении можно считать независимой. Контур управления по тангажу может рассматриваться также, как контур управления по курсу.

9.5. РАДИОВИЗИР СО СКАНИРУЮЩЕЙ АНТЕННОЙ

Рассмотрим случай полуактивного самонаведения. В этом случае радиовизир цели, расположенный на снаряде, не содержит передающего устройства. В комплекс аппаратуры радиовизира входят: радиолиния для измерения направления на цель и вспомогательные устройства, предназначенные для селекции выбранной цели.

Блок-схема бортовой аппаратуры подобного радиовизира цели показана на рис. 9.19. Диаграмма направленности антенны *1* вращается с частотой $\Omega_{ск}$ вследствие вращения вибратора, помещенного внутри рефлектора антенны. При этом образуется равносигнальная зона, направленная по оси $x_{рз}$. Совокупность блоков *5*, *6*, *7*, *8*, *9* образует радиоприемный тракт, характерный для метода модуляции АИМ-АМ. Подобный тракт был описан в гл. 8. На фазовые детекторы (или фазовые коммутаторы) *10* и *11* подается сигнал ошибки, пропорциональный

$$m_{АМ} U_{0и} \sin(\Omega_{ск} t + \varphi_{ц}),$$

где $m_{АМ}$ — глубина амплитудной модуляции радиоимпульсов на входе приемника;

$U_{0и}$ — средняя амплитуда импульсов на выходе детектора сигнала ошибки;

$\varphi_ц$ — угловая координата цели в плоскости, перпендикулярной оси $x_{рз}$, и соответственно фаза модуляции.

Опорное напряжение снимается с генератора опорных напряжений *4*, который связан с мотором *2* через редуктор *3*. На выходе фазовых детекторов образуются

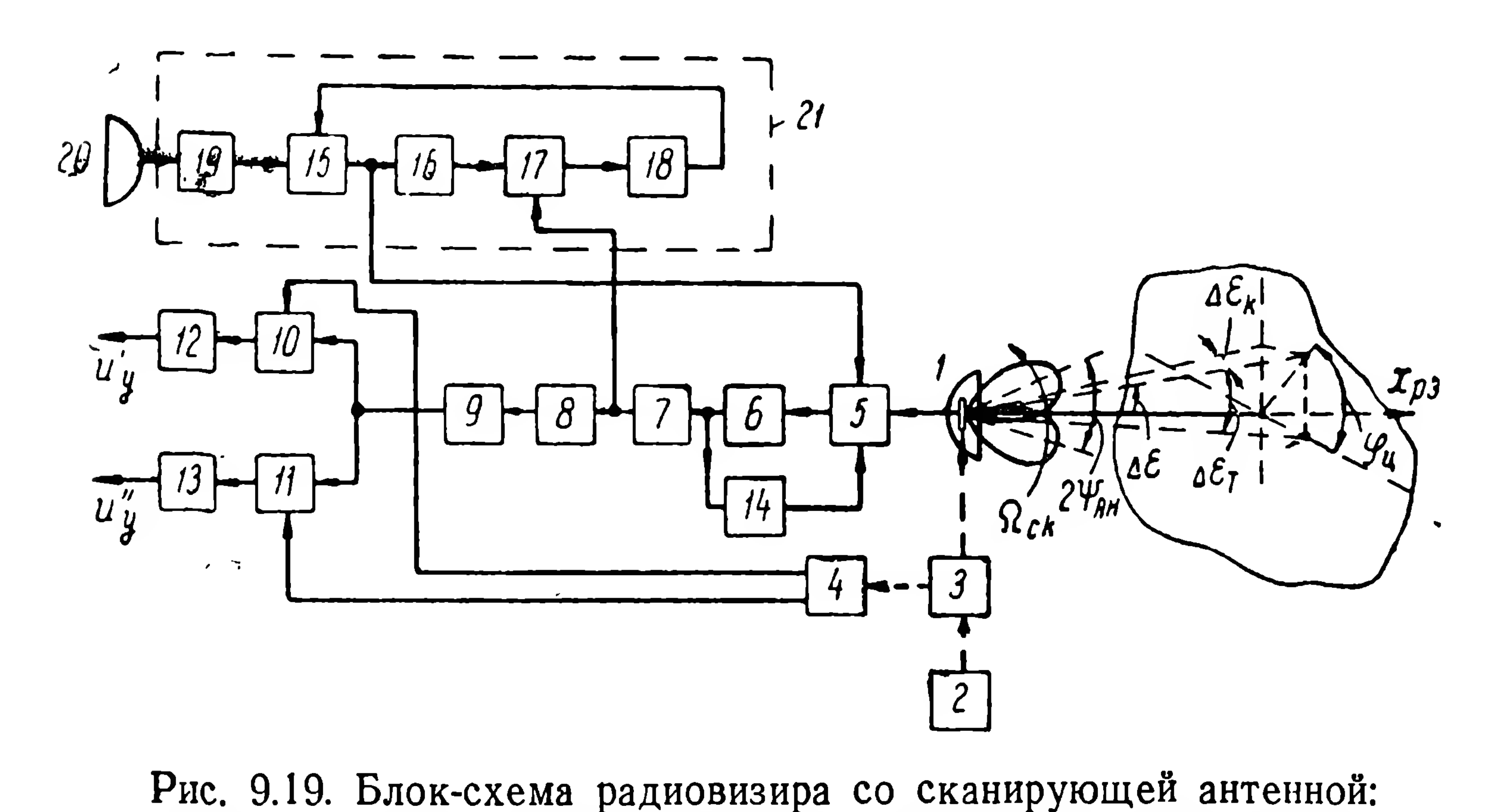


Рис. 9.19. Блок-схема радиовизира со сканирующей антенной:

1 — антенна; *2* — мотор, вращающий приемный вибратор; *3* — редуктор; *4* — генератор опорных напряжений; *5* — преобразователь и УПЧ; *6* — амплитудный детектор; *7* — видеоусилитель; *8* — детектор сигнала ошибки; *9* — усилитель сигнала ошибки; *10*, *11* — фазовые детекторы; *12*, *13* — выходные фильтры; *14* — автоматическая регулировка усиления; *15* — генератор стробирующих импульсов; *16* — генератор „полуимпульсов" временного дискриминатора; *17* — временной дискриминатор; *18* — блок управления временной задержкой; *19* — приемник сигналов синхронизации; *20* — антенна канала синхронизации; *21* — блок-схема системы селекции цели по дальности.

напряжения $u'_у$ и $u''_у$. Эти напряжения в зависимости от типа радиозвена используются либо для управления положением антенны, либо непосредственно поступают в автопилот.

При радиотехническом методе самонаведения из-за малых габаритов антенны нельзя обеспечить высокую разрешающую способность по углу. Поэтому, как уже отмечалось в начале настоящей главы, здесь приходится вводить дополнительную селекцию цели по дальности. Для этого приемник стробируется импульсами, открывающими усилитель промежуточной частоты *5* (рис. 9.19). Так как расстояние до цели в процессе самонаведения снаряда изменяется, то, соответственно, должен изменяться момент отпирания приемника. Это до-

стигается автоматическим слежением стробирующего импульса за временным положением импульса цели.

Один из возможных вариантов системы слежения аналогичен применяемому в радиолокационных станциях (см., например, [3]). Однако поскольку в полуактивной системе самонаведения передатчик расположен на пункте управления, то для получения опорных импульсов на борту снаряда должен быть установлен дополнительный приемник сигналов синхронизации, передаваемых с пункта управления (в качестве передающего устройства этих сигналов используется передающее устройство «подсвечивания» цели). Такой приемник с антенной показан на схеме рис. 9.19 блоками *19* и *20*. Опорные импульсы запускают импульсный генератор *15*, который выдает задержанные относительно опорных стробирующие импульсы, открывающие приемник сигналов, отраженных от цели. Время задержки $T_з$ должно составлять величину

$$T_з = \frac{1}{c}(R_ц + r_ц - R_с), \qquad (9.5.1)$$

где $r_ц$ — расстояние снаряд—цель;

$R_ц$ — расстояние пункт управления—цель;

$R_с$ — расстояние пункт управления—снаряд;

c — скорость распространения электромагнитной энергии.

Время задержки $T_з$ регулируется напряжением, поступающим на блок *15* с блока управления *18*. Величина этого напряжения определяется временным рассогласованием стробирующего импульса и импульса отраженного от цели. Блоки *16* и *17* являются элементами временного дискриминатора, в котором происходит сравнение временных положений двух импульсов.

Перед началом работы необходимо произвести захват импульса цели системой слежения. Захват выполняется с помощью автомата захвата, входящего в блок *18*. С автомата захвата на генератор *15* подается пилообразное напряжение, перемещающее стробирующий импульс до тех пор, пока он не совпадет во времени с импульсом, отраженным от цели. После этого включается система слежения.

Определим теперь коэффициенты передачи радиолинии K_ε и $K_п$ для рассматриваемого случая, полагая, что применяется радиозвено со следящей антенной (рис. 9.9). Параметр электрического сигнала χ в данном случае определяется как $\chi_к = m_{AM} \cos \varphi_ц$ и $\chi_т = m_{AM} \sin \varphi_ц$ для двух каналов управления (курса и тангажа). Здесь $\varphi_ц$ может рассматриваться как угловая координата цели, отображаемая фазовым сдвигом сигнала ошибки относительно опорного напряжения. Выражение для коэффициента передачи K_ε согласно определению будет иметь следующий вид [см. формулу (9.3.2)]:

$$K_\varepsilon = \left(\frac{m_{AM} \cos \varphi_ц}{\Delta\varepsilon_к} \right)_{\Delta\varepsilon_к \to 0} = \left(\frac{m_{AM} \sin \varphi_ц}{\Delta\varepsilon_т} \right)_{\Delta\varepsilon_т \to 0}, \qquad (9.5.2)$$

где $\Delta\varepsilon_к$; $\Delta\varepsilon_т$ — проекции угла $\Delta\varepsilon$ на две взаимно перпендикулярные плоскости (рис. 9.19).

Величина K_ε определяется формой и шириной диаграммы направленности антенны *1* (рис. 9.19) и углом между крайними направлениями максимального излучения $2\Psi_{АН}$. Для косинусоидальной аппроксимации диаграммы направленности имеет место следующее равенство [см. гл. 3]:

$$K_\varepsilon = \frac{\pi}{\Psi_{АН_0}} \operatorname{tg} \left(\pi \frac{\Psi_{АН}}{\Psi_{АН_0}} \right), \qquad (9.5.3)$$

где $\Psi_{АН_0}$ — ширина главного лепестка по точкам нулевой мощности.

Коэффициент передачи приемника $K_п$ при методе модуляции АИМ-АМ уже был определен в гл. 8 для линии управления по радиолучу. Выражение для этого коэффициента было получено в виде формулы (8.3.11):

$$K_п = \frac{2}{\pi} K K_ф U_{0и},$$

где K — коэффициент усиления катодного повторителя в фазовом коммутаторе [см. формулу (8.3.2)];

$K_ф$ — коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки;

$U_{0и}$ — средняя амплитуда импульсов на входе усилителя сигнала ошибки.

Анализ действия помех в канале радиовизирования цели определяется используемым методом модуляции. Поэтому действие внутренних шумов радиоприемника исследуется в данном случае так же, как в § 8.4.

Рассмотренная система визирования цели чувствительна к флюктуациям амплитуды сигнала, отраженного от цели. Как показано в работах [8, 15, 41], это объясняется тем, что в данной системе направление определяется путем сравнения амплитуд отраженных от цели сигналов в разные моменты времени. Если амплитуда сигналов вследствие изменения условий отражения изменяется, причем в спектре подобной паразитной модуляции имеются частоты, близкие к частоте сканирования, то при сравнении будет возникать ошибка. Эта ошибка является причиной хаотических колебаний положения следящей антенны. Как указывается в работе [8], ошибка из-за флюктуаций сигнала, отраженного от цели, является наиболее значительной составляющей общей ошибки радиовизира со сканирующей антенной.

9.6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОСИСТЕМ ВИЗИРОВАНИЯ ЦЕЛИ ПРИ МОНОИМПУЛЬСНОМ ПЕЛЕНГОВАНИИ

Моноимпульсное пеленгование является одним из способов, позволяющих исключить влияние флюктуаций амплитуды отраженного от цели сигнала, так как здесь сравниваются амплитуды сигналов, принятых одновременно на разные антенны.

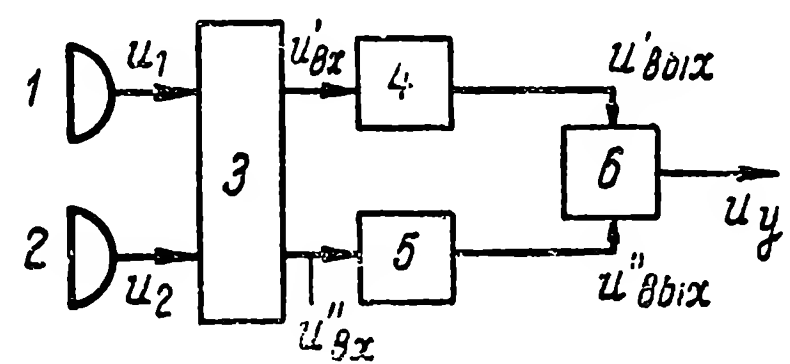


Рис. 9.20. Блок-схема моноимпульсного радиовизира:

1, 2 — антенны; *3* — входное устройство; *4, 5* — каналы усиления; *6* — чувствительный элемент.

Упрощенная общая блок-схема радиовизира цели с моноимпульсным пеленгованием приведена на рис. 9.20. Антенная система для пеленгования в одной плоскости должна состоять по крайней мере из двух приемных антенн. Блок-схема рис. 9.20 соответствует этому случаю. Возможны два основных принципа осуществления моноимпульсного пеленгования: амплитудный и

фазовый. Рассмотрим оба эти принципа для случая пеленгования в плоскости.

При амплитудном принципе диаграммы направленности антенн *1* и *2* сдвинуты на угол $2\Psi_{АН}$ (рис. 9.21,*а*). При этом образуется равносигнальная зона, на рис. 9.21 совпадающая с плоскостью $Ox_{рз}y_{рз}$. При малых отклоне-

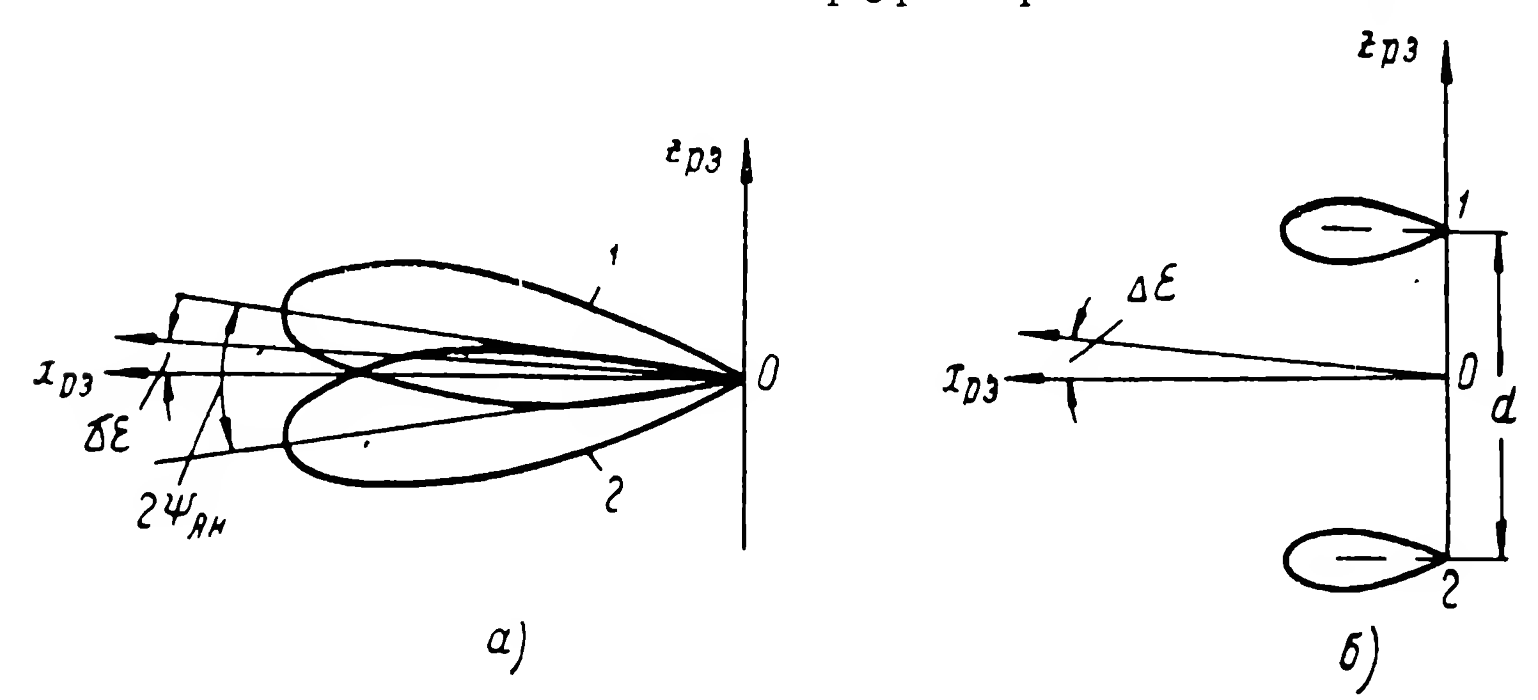


Рис. 9.21. Диаграммы направленности антенны:
а — при амплитудном пеленговании; *б* — при фазовом пеленговании.

ниях цели от равносигнальной зоны ($\Delta\varepsilon \ll \Psi_{АН}$) на выходе антенн при приеме сигнала будут напряжения:

$$u_1 = U_{ви}(1 + \mu\Delta\varepsilon)\sin\omega_{нс}t, \qquad (9.6.1)$$

$$u_2 = U_{ви}(1 - \mu\Delta\varepsilon)\sin\omega_{нс}t,$$

где $\omega_{нс}$ — несущая частота радиолинии;

$U_{ви}$ — амплитуда импульса сигнала, приходящего с направления равносигнальной зоны.

При записи уравнений (9.6.1) мы предполагаем, что для малых $\Delta\varepsilon$ диаграмма направленности (в прямоугольных координатах) может быть аппроксимирована прямой линией [с углом наклона $\operatorname{arctg}(\mu U_{ви})$]. Информация об отклонении цели от равносигнальной зоны заключена в относительной разности амплитуд сигналов, принятых первой и второй антеннами, радиовизира, т. е. в величине

$$\chi = \frac{|u_1| - |u_2|}{|u_1| + |u_2|} = \mu\Delta\varepsilon. \qquad (9.6.2)$$

Отсюда следует, что

$$\mu = K_\varepsilon. \qquad (9.6.3)$$

При условии, что диаграммы направленности антенн допускают косинусоидальную аппроксимацию, коэффициент передачи антенной системы в данном случае определяется по формуле (9.5.3).

При фазовом принципе построения системы антенны *1* и *2* разнесены на некоторое расстояние d (рис. 9.21,*б*). Диаграммы направленности обеих антенн одинаковы. Так же, как и в системе радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний, линию, соединяющую антенны *1* и *2* называют базой радиосистемы. Будем считать, что эта база совпадает с осью $z_{\text{рз}}$ системы координат O; $x_{\text{рз}}$; $y_{\text{рз}}$; $z_{\text{рз}}$.

Равносигнальная зона (плоскость равных фаз) образуется в направлении перпендикуляра к базе и совпадает с плоскостью $Ox_{\text{рз}}y_{\text{рз}}$. При отклонении направления прихода радиосигналов от плоскости равных фаз напряжения на выходе антенн будут взаимно сдвинуты по фазе, т. е.

$$u_1 = U_1(\Delta\varepsilon)\sin\left(\omega_{\text{нс}}t + \frac{\xi}{2}\right), \tag{9.6.4}$$

$$u_2 = U_2(\Delta\varepsilon)\sin\left(\omega_{\text{нс}}t - \frac{\xi}{2}\right). \tag{9.6.5}$$

Значение угла фазового сдвига в этих формулах определяется равенством

$$\xi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\Delta\varepsilon, \tag{9.6.6}$$

где λ — длина рабочей волны радиосигнала.

Амплитуды сигналов $U_{1;2}(\Delta\varepsilon)$ определяются диаграммами направленности антенн.

Таким образом, в данном случае информация об отклонении цели от равносигнальной зоны заключена в разности фаз радиосигналов, принимаемых первой и второй антеннами, т. е.

$$\chi = \xi.$$

При малых углах $\Delta\varepsilon$ получим

$$\chi = \xi \approx \frac{2\pi d}{\lambda}\Delta\varepsilon. \tag{9.6.7}$$

Следовательно, в данном случае

$$K_\varepsilon = \frac{2\pi d}{\lambda}. \tag{9.6.8}$$

В зависимости от физического вида параметра радиосигнала, несущего информацию о пеленге цели, удобно условно различать радиосистемы с амплитудным, фазовым и амплитудно-фазовым усилением.

При амплитудном усилении информация о величине угла $\Delta\varepsilon$ содержится в соотношении амплитуд входных сигналов $u'_{\text{вх}}$ и $u''_{\text{вх}}$ (рис. 9.20). Знак угла $\Delta\varepsilon$ зависит от того, какая из амплитуд больше. Амплитудное усиление накладывает определенные требования на параметры каждого из каналов радиосистемы. Необходимо, чтобы амплитудно-частотные характеристики обоих ка-

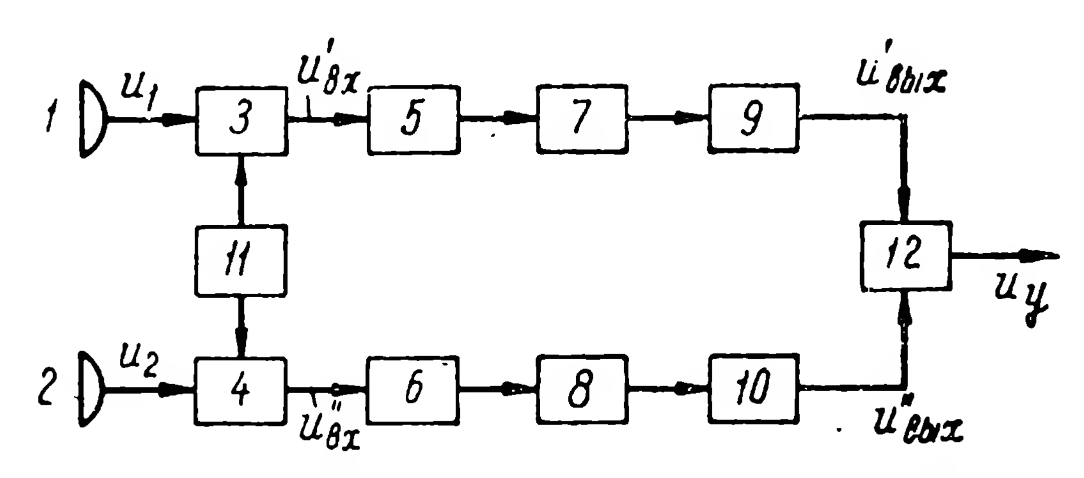


Рис. 9.22. Блок-схема радиовизира с амплитудным усилением:

1, 2 — антенны; *3, 4* — смесители первого и второго каналов; *5, 6* — усилители промежуточной частоты первого и второго каналов; *7, 8* — амплитудные детекторы; *9, 10* — видеоусилители; *11* — общий для обоих каналов гетеродин; *12* — чувствительный элемент.

налов были одинаковы и достаточно стабильны. На выходе каналов можно поставить амплитудные детекторы с тем, чтобы сравнение сигналов в чувствительном элементе происходило только по амплитуде. При этом к фазовочастотной характеристике каналов никаких специальных требований предъявлять не надо.

Блок-схема радиовизира с амплитудным усилением приведена на рис. 9.22. Усилители промежуточной частоты обоих каналов *5* и *6* можно выполнить с логарифмическими амплитудными характеристиками. Поэтому амплитуды выходных ($U_{\text{вых}}$) и входных ($U_{\text{вх}}$) сигналов в первом и втором каналах будут связаны соответственно следующими соотношениями:

$$U'_{\text{вых}} = K_1 \ln a_1 U'_{\text{вх}}, \qquad (9.6.9)$$

$$U''_{\text{вых}} = K_2 \ln a_2 U''_{\text{вх}},$$

где K_1, K_2, a_1, a_2 — параметры усилителей.

В качестве чувствительного элемента *12* используется вычитающее звено. Напряжение на выходе такого чувствительного элемента будет равно

$$u_{\text{у}} = U'_{\text{вых}} - U''_{\text{вых}} = K_1 \ln a_1 U'_{\text{вх}} - K_2 \ln a_2 U''_{\text{вх}}. \quad (9.6.10)$$

Для идентичных каналов $K_1 = K_2 = K_0$; $a_1 = a_2 = a$.

В подобных условиях последнее соотношение переписывается в следующем виде:

$$u_{\text{у}} = K_0 \ln \frac{U'_{\text{вх}}}{U''_{\text{вх}}}. \quad (9.6.11)$$

Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{у}}$ рассматриваемой радиосистемы зависит только от отношения амплитуд импульсов на входе радиоканалов. Подобное обстоятельство позволяет обойтись без применения системы автоматического регулирования усиления. Если входные напряжения в каналах приемника определяются формулами (9.6.1), причем $U'_{\text{вх}} = |u_1|$, а $U''_{\text{вх}} = |u_2|$, то для амплитуд сигналов на входе усилителей промежуточной частоты имеем

$$\left.\begin{aligned} U'_{\text{вх}} &= U_{\text{в}\,u}(1 + \mu\Delta\varepsilon), \\ U''_{\text{вх}} &= U_{\text{в}\,u}(1 - \mu\Delta\varepsilon). \end{aligned}\right\} \quad (9.6.12)$$

Следовательно,

$$u_{\text{у}} = K_0 \ln \frac{1 + \mu\Delta\varepsilon}{1 - \mu\Delta\varepsilon}. \quad (9.6.13)$$

При малых отклонениях от равносигнальной зоны $\mu\Delta\varepsilon \ll 1$ и напряжение $u_{\text{у}}$ будет примерно пропорционально углу $\Delta\varepsilon$, т. е.

$$u_{\text{у}} \approx 2K_0\mu\Delta\varepsilon. \quad (9.6.14)$$

При фазовом усилении информация о величине угла $\Delta\varepsilon$ содержится в разности фаз сигналов $u'_{\text{вх}}$ и $u''_{\text{вх}}$. Знак угла $\Delta\varepsilon$ определяет знак этой разности фаз (опереже-

ние или отставание по фазе). При фазовом усилении основные требования предъявляются к идентичности и стабильности фазово-частотных характеристик обоих каналов. Требования к амплитудным характеристикам здесь значительно менее жесткие, особенно при использовании ограничителей или автоматической регулировки усиления.

При амплитудно-фазовом усилении информация о величине угла $\Delta\varepsilon$ содержится в амплитуде входного сигнала одного из каналов $U'_{\text{вх}}$. Знак угла $\Delta\varepsilon$ определяется разностью фаз сигналов $u'_{\text{вх}}$ и $u''_{\text{вх}}$, которая может принимать значения 0 или π. Во входном устройстве 3 (рис. 9.20) радиовизира производится сложение и вычитание напряжений, снимаемых с обеих антенн

$$u'_{\text{вх}} = u_1 - u_2, \quad (9.6.15)$$

$$u''_{\text{вх}} = u_1 + u_2.$$

При амплитудном принципе построения антенной системы [см. формулу (9.6.1)] сигналы на входе усилительных каналов будут иметь значения

$$\left.\begin{aligned} u'_{\text{вх}} &= u_1 - u_2 = 2\mu U_{\text{в}\,u} \Delta\varepsilon \sin \omega_{\text{нс}} t, \\ u''_{\text{вх}} &= u_1 + u_2 = 2U_{\text{в}\,u} \sin \omega_{\text{нс}} t. \end{aligned}\right\} \quad (9.6.16)$$

Таким образом, напряжение $u'_{\text{вх}}$ будет пропорционально углу $\Delta\varepsilon$. Фаза этого напряжения по отношению к фазе напряжения $u''_{\text{вх}}$ при изменении знака угла $\Delta\varepsilon$ изменяется на π.

При амплитудно-фазовом усилении неодинаковость амплитудно-частотных или фазово-частотных характеристик каналов не сказывается непосредственно на ошибке определения направления. Поэтому требования к этим характеристикам относительно нежесткие.

При фазовом или амплитудно-фазовом усилении чувствительный элемент по существу должен являться перемножителем, т. е.

$$u^*_{\text{уф}} = K_{\text{δф}} u'_{\text{вых}} u''_{\text{вых}}, \quad (9.6.17)$$

где $K_{\text{δф}}$ — коэффициент передачи перемножителя.

На выходе чувствительного элемента имеется фильтр нижних частот, отделяющий гармоники высокой частоты. В качестве перемножителя могут использоваться многие известные схемы, например, фазовый детектор, дробный детектор и др. [63].

При фазовом усилении перед подачей сигналов на перемножитель фазу одного из напряжений по отношению к другому надо сдвинуть на 90°. Тогда значение выходного сигнала будет равно

$$u^{*}_{\text{уф}} = K_{\delta\text{ф}} \left[U_0 \sin\left(\omega_{\text{нс}} t + \frac{\xi}{2}\right)\right] \times$$

$$\times \left[U_0 \cos\left(\omega_{\text{нс}} t - \frac{\xi}{2}\right)\right], \qquad (9.6.18)$$

где U_0 — ограниченная амплитуда на выходе усилителей.

Из этого соотношения после тригонометрических преобразований, отбросив гармоники несущей частоты, найдем

$$u_{\text{уф}} = \frac{1}{2} K_{\delta\text{ф}} U_0^2 \sin\xi \approx \frac{1}{2} K_{\delta\text{ф}} U_0^2 \frac{2\pi d}{\lambda} \Delta\varepsilon. \qquad (9.6.19)$$

Для амплитудно-фазового усиления, используя выражения (9.6.16) и учитывая, что здесь также должен быть применен перемножитель, получаем

$$u^{*}_{\text{у АФ}} = K_{\delta\text{ф}} [2\mu U_{\text{в}\,u} \Delta\varepsilon \sin\omega_{\text{нс}} t] [2U_{\text{в}\,u} \sin\omega_{\text{нс}} t]. \qquad (9.6.20)$$

Отбрасывая гармоники несущей частоты, имеем

$$u_{\text{у АФ}} = K_{\delta\text{ф}} 2\mu U^2_{\text{в}\,u} \Delta\varepsilon. \qquad (9.6.21)$$

9.7. ФАЗОВЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ РАДИОВИЗИР ЦЕЛИ

Блок-схема подобного радиовизира приведена на рис. 9.23 [62, 91]. На этом рисунке показаны только блоки, обеспечивающие управление по углу в одной плоскости. Пеленгация цели осуществляется по фазовому принципу. Следовательно, сигналы на выходе антенн *1* и *2* должны определяться формулами (9.6.4) и (9.6.5). Каждый из этих сигналов усиливается в соответствующем канале двухканального супергетеродинного прием-

ника, причем гетеродин *5* является общим для обоих каналов. Напряжение гетеродина подается на смеситель *3* непосредственно, а на смеситель *4* — через фазовращатели *6* и *7*. Фазовращатель *6* дает постоянный фазовый сдвиг на угол $\pi/2$. Фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем *7*, может изменяться. Сигнал на входе усилителя промежуточной частоты *8* будет

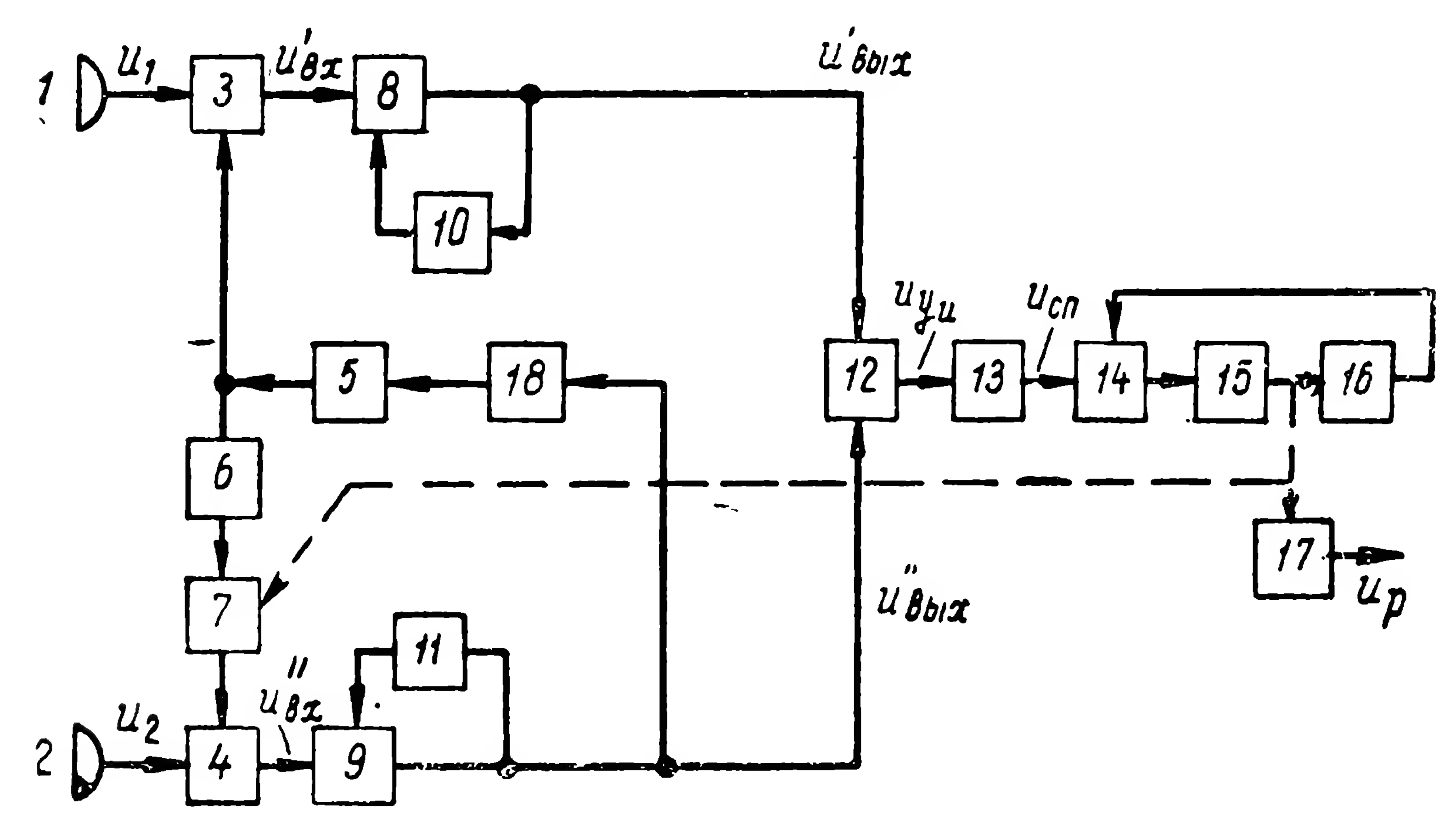


Рис. 9.23. Блок-схема фазового моноимпульсного радиовизира:

1, 2 — приемные антенны; *3, 4* — смесители; *5* — гетеродин; *6* — фазовращатель на $\pi/2$; *7* — фазовращатель с плавным поворотом фазы; *8, 9* — УПЧ; *10, 11* — автоматические регулировки усиления; *12* — фазовый детектор; *13* — импульсный детектор и фильтр нижних частот; *14* — усилитель постоянного тока; *15* — двигатель и редуктор; *16* — тахогенератор; *17* — скоростной гироскоп; *18* — система автоподстройки частоты.

$$u'_{вх} = U'_{вх} \sin\left(\omega_{пч} t + \frac{\xi}{2}\right), \qquad (9.7.1)$$

а сигнал на входе усилителя *9*

$$u''_{вх} = U''_{вх} \sin\left(\omega_{пч} t - \frac{\xi}{2} + \varphi - \frac{\pi}{2}\right), \qquad (9.7.2)$$

где $\omega_{пч}$ — промежуточная частота;

φ — переменный фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем *7*.

Сигналы, определяемые формулами (9.7.1) и (9.7.2), усиливаются в УПЧ *8* и *9*. Амплитуда этих сигналов ста-

билизируется с помощью устройств автоматической регулировки усиления *10* и *11*. Система автоподстройки частоты *18* обеспечивает необходимую стабильность настройки приемника. Сигналы с выхода усилителей промежуточной частоты обоих каналов поступают на фазовый детектор *12*, который и является здесь чувствительным элементом (перемножителем).

На выходе фазового детектора образуется периодическая последовательность импульсов постоянного тока, амплитуда которых несет сообщение о величине угла ε_A, а знак определяет сторону отклонения. В импульсном детекторе *13* эти импульсы растягиваются и затем пропускаются через фильтр нижних частот. В результате получается напряжение $u_{сп}$, поступающее на силовой привод (блоки *14*, *15*, *16*). Силовой привод поворачивает ротор фазовращателя *7*, изменяя фазовый сдвиг φ. Равновесие в следящей системе устанавливается при $\varphi=\xi$, т. е. ротор фазовращателя *7* следит за изменениями угла ξ, а следовательно, и угла ε_A.

Сигнал радиовизира $u_р$ снимается с помощью скоростного гироскопа *17*, который осуществляет электромеханическое дифференцирование, т. е. определяет угловую скорость. Рассматриваемый радиовизир представляет собой радиозвено с компенсацией сигнала (см. § 9.3). Общая структурная схема такого звена была приведена на рис. 9.10. Определим для рассматриваемого случая передаточные функции звеньев, входящих в эту схему.

Передаточная функция приемного устройства $K_п\Phi_ф(p)$ определяет связь между напряжением $u_{сп}$, поступающим на силовой привод, и электрическим параметром $\Delta\chi$, под которым в данном случае следует понимать разность фаз $\varphi-\xi$. $\Phi_ф(p)$ является передаточной функцией фильтра нижних частот, стоящего после импульсного детектора *13*. Коэффициент передачи этого фильтра при постоянных значениях разности $\varphi-\xi$ примем равным единице. Таким образом коэффициент передачи $K_п$ можно определить как

$$K_п=\left[\frac{u_{сп}}{\varphi-\xi}\right]_{\varphi-\xi=\mathrm{const}}. \qquad (9.7.3)$$

Напряжения сигналов на выходе усилителей промежуточной частоты (рис. 9.23) могут быть записаны следующим образом:

$$u'_{\text{вых}} = U_{и\,\text{пч}} \sin\left(\omega_{\text{пч}} t + \frac{\xi}{2} + \Delta\xi\right), \qquad (9.7.4)$$

$$u''_{\text{вых}} = U_{и\,\text{пч}} \sin\left(\omega_{\text{пч}} t - \frac{\xi}{2} + \varphi - \frac{\pi}{2}\right), \qquad (9.7.5)$$

где $U_{и\,\text{пч}}$ — амплитуда импульсов сигнала на выходе УПЧ, величина которой стабилизируется системой АРУ;

$\Delta\xi$ — фазовый сдвиг за счет неодинаковости фазово-частотных характеристик УПЧ. Величину $\Delta\xi$ будем считать достаточно малой.

В фазовом детекторе *12* (рис. 9.23) происходит перемножение входных напряжений согласно формуле (9.6.17). На выходе фазового детектора после фильтрации получим импульсы постоянного тока, амплитуда которых будет определяться следующей формулой:

$$U_{у\,и} = \frac{1}{2} K_{\text{фд}} U^2_{и\,\text{пч}} \sin(\varphi - \xi - \Delta\xi). \qquad (9.7.6)$$

При малых значениях ошибки слежения величина $\varphi - \xi$, представляющая собой рассогласование, будет достаточно малой. В подобных условиях можно принять

$$\begin{aligned} \sin(\varphi - \xi) &= \varphi - \xi, \\ \cos(\varphi - \xi) &= 1 \end{aligned} \qquad (9.7.7)$$

и выражение (9.7.6) преобразовывается к следующему виду:

$$U_{у\,и} \approx \frac{1}{2} K_{\text{фд}} U^2_{и\,\text{пч}} \cos\Delta\xi (\varphi - \xi) - \frac{1}{2} K_{\text{фд}} U^2_{и\,\text{пч}} \sin\Delta\xi. \qquad (9.7.8)$$

После импульсного детектора *13* (рис. 9.23) выделяется постоянная составляющая, величина которой пропорциональна амплитуде импульсов на входе этого детектора, т. е.

$$u_{\text{сп}} = \frac{1}{2} K_{д} K_{\text{фд}} U^2_{и\,\text{пч}} \cos\Delta\xi (\varphi - \xi) - \frac{1}{2} K_{\text{фд}} K_{д} U^2_{и\,\text{пч}} \sin\Delta\xi, \qquad (9.7.9)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи детектора.

Выражение (9.7.9) позволяет представить выходное напряжение приемника в виде соотношения (9.3.8). В данном случае величины, входящие в правую часть этого выражения, имеют следующие значения:

$$K_{п}' = \frac{1}{2} K_{д} K_{бф} U_{и\,пч}^{2} \cos \Delta\xi, \qquad (9.7.10)$$

$$u_{пх} = -\frac{1}{2} K_{д} K_{бф} U_{и\,пч}^{2} \sin \Delta\xi. \qquad (9.7.11)$$

Из полученных формул видно, что коэффициент передачи приемника $K_{п}$ определяется коэффициентом передачи перемножителя $K_{бф}$ и импульсного детектора $K_{д}$, а также амплитудой импульсов $U_{и\,пч}$, стабилизированной системой АРУ. Небольшая неидентичность фазово-частотных характеристик каналов приводит к соответствующему уменьшению коэффициента передачи ($K_{п}' = K_{п} \cos \Delta\xi$). Кроме этого, из соотношения (9.7.11) следует, что при возникновении угла $\Delta\xi$ появляется дополнительное напряжение помехи $u_{пх}$, причем при $\Delta\xi = \mathrm{const}$ $u_{пх} = \mathrm{const}$.

Определим теперь передаточные функции остальных звеньев структурной схемы рис. 9.10. Коэффициент передачи K_{ε} в рассматриваемой системе определяется формулой (9.6.8) $\Phi_{сп}(p)$ — это передаточная функция силового привода, определяемая характеристиками блоков *14*, *15*, *16* (рис. 9.23). Передаточная функция $\Phi_{сд}(p)$ в данном случае является передаточной функцией скоростного гироскопа *17* (рис. 9.23) и, следовательно, содержит множитель p. $K_{пр}$ — коэффициент передачи фазовращателя ($K_{пр} = 1$).

Наличие дифференцирующего звена приводит к тому, что появление напряжения помехи, определяемого выражением (9.7.11), при $\Delta\xi = \mathrm{const}$, не вызовет изменения в напряжении выходного сигнала $u_{р}$. Однако изменения угла $\Delta\xi$ вследствие временной нестабильности каналов дадут соответствующие колебания величины выходного сигнала, спектр которых может быть найден на основе формулы (9.3.11).

9.8. АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЙ МОНОИМПУЛЬСНЫЙ РАДИОВИЗИР ЦЕЛИ

1. Блок-схема и принцип действия радиовизира

Упрощенная блок-схема амплитудно-фазового моноимпульсного радиовизира цели представлена на рис. 9.24 [80]. Предполагается, что управление осуществляется в двух плоскостях и радиовизир измеряет две составляющие угла визирования цели. Антенна радиовизира — следящая, следовательно, измеряются углы $\Delta\varepsilon_к$ и $\Delta\varepsilon_т$ (рис. 9.25). На схеме рис. 9.24 приведены только те блоки, которые обеспечивают измерение угловых координат. Вспомогательные устройства для селекции цели по дальности на этой схеме для простоты не показаны. Внутри рефлектора антенны *5* (рис. 9.24 и 9.25) симметрично относительно его фокуса расположены четыре приемных вибратора *1*, *2*, *3*, *4*. Напряжения, снимаемые с вибраторов, подаются на входной блок *6* (рис. 9.24), в котором имеются четыре устройства *7*, *8*, *9* и *10* для суммирования и вычитания сигналов высокой частоты. Проследим порядок сложения сигналов. С устройства *7* снимаются напряжения u_1+u_2 и u_1-u_2. С устройства *8* снимаются u_3+u_4 и u_3-u_4. Выходные напряжения устройства *9* будут u_1+u_2 и u_3+u_4. Следовательно, с этого устройства снимаются напряжения

$$u_\Sigma = K_R[u_1+u_2+u_3+u_4] \qquad (9.8.1)$$

и

$$u_{\text{АН}\,y} = K_R[(u_1+u_2)-(u_3+u_4)], \qquad (9.8.2)$$

где K_R — коэффициент затухания в устройствах сложения сигналов.

Входные напряжения устройства *10* равны u_1-u_2 и u_3-u_4. С него снимается одно напряжение

$$u_{\text{АН}\,z} = K_R[(u_1+u_3)-(u_2+u_4)]. \qquad (9.8.3)$$

Из выражения (9.8.1) следует, что сигнал u_Σ определяется суммой четырех напряжений, снимаемых с четырех вибраторов антенной системы. Диаграмма направленности $u_\Sigma(\Delta\varepsilon)$ имеет вид, показанный на рис. 9.26,*а*. Максимум этой диаграммы направлен вдоль оси $x_{р3}$. Напряжение u_1+u_2 снимается с пары вибраторов, смещенных

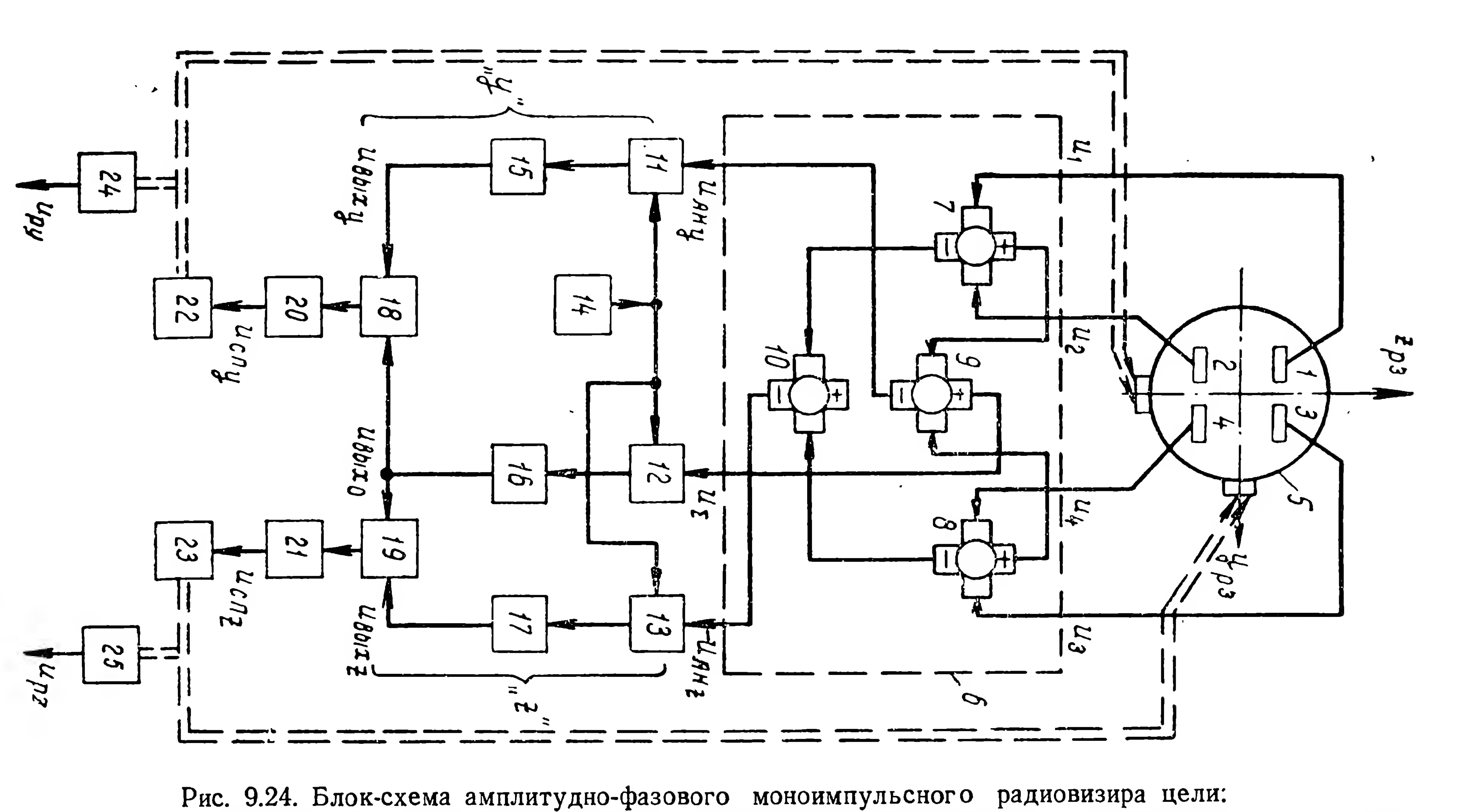


Рис. 9.24. Блок-схема амплитудно-фазового моноимпульсного радиовизира цели:

1, 2, 3, 4 — приемные вибраторы; *5* — рефлектор антенны; *6* — входной блок радиовизира; *7, 8, 9, 10* — устройства для суммирования и вычитания сигналов высокой частоты; *11, 12, 13* — смесители; *14* — гетеродин; *15, 16, 17* — усилители промежуточной частоты; *18, 19* — фазовые детекторы и фильтры низких частот; *20, 21* — видеоусилители и импульсные детекторы; *22, 23* — силовые приводы вращения антенны; *24, 25* — устройства для съема командных сигналов.

в одну сторону от оси $z_{\text{рз}}$, проходящей через фокус рефлектора, а u_3+u_4—с вибраторов, смещенных в другую сторону (рис. 9.25). Поэтому соответствующие диаграммы направленности в плоскости $Ox_{\text{рз}}y_{\text{рз}}$ имеют максимумы, смещенные в разные стороны от плоскости $Ox_{\text{рз}}z_{\text{рз}}$ (рис. 9.26,*б*). Аналогичные рассуждения позволяют по-

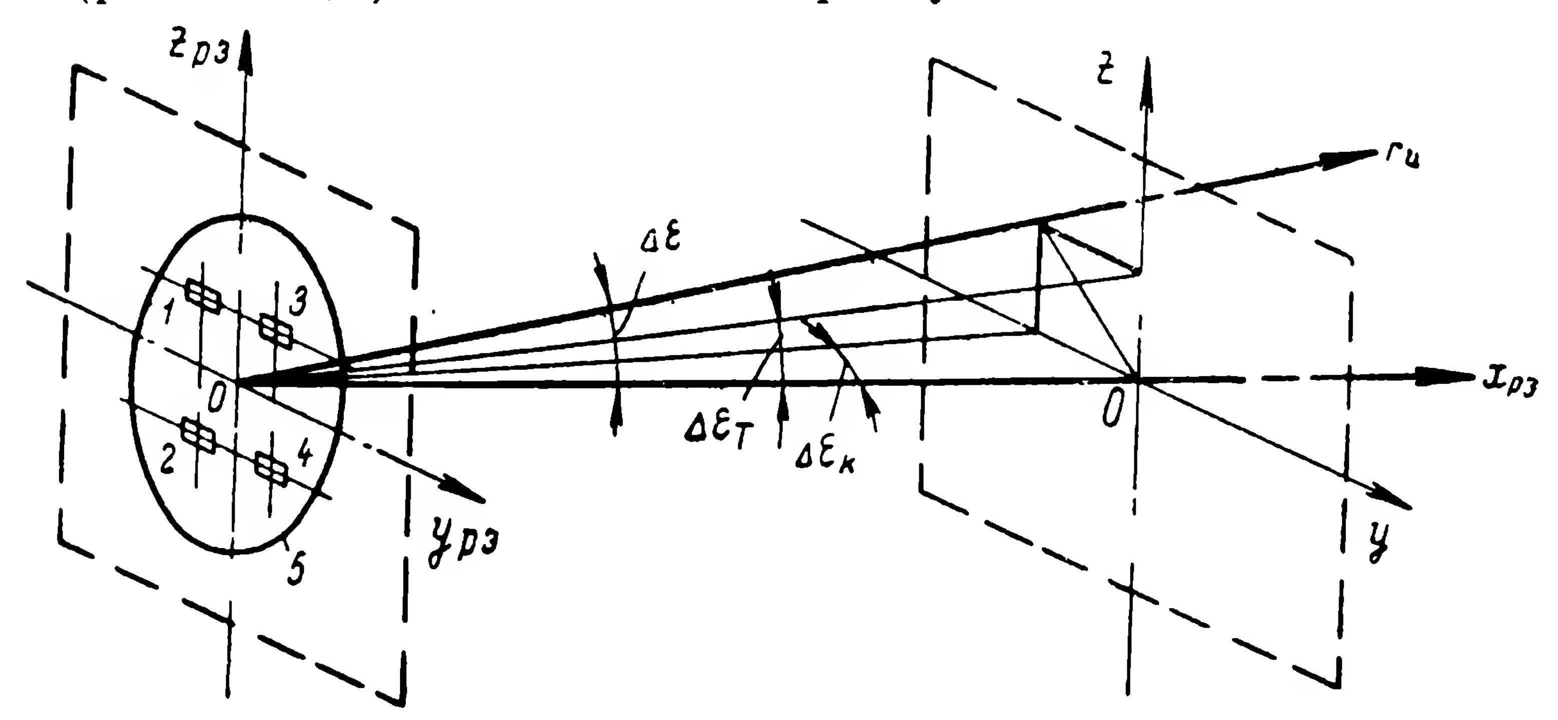


Рис. 9.25. Геометрические соотношения при пространственном визировании цели:

1, 2, 3, 4—приемные вибраторы; *5*—рефлектор антенны (плоскость Oyz перпендикулярна к направлению равносигнальной зоны $\mathbf{x}_{\text{рз}}$).

строить диаграммы направленности в плоскости $Ox_{\text{рз}}z_{\text{рз}}$. Эти диаграммы показаны на рис. 9.26,*в*. Диаграммы рис. 9.26,*б* и *в* могут быть сделаны практически одинаковыми. Таким образом, создается равносигнальная зона $\mathbf{x}_{\text{рз}}$. При малых значениях угла $\Delta\varepsilon$ имеем (рис. 9.26):

$$u_1+u_2=U_{\text{в}}\ (1+\mu\Delta\varepsilon_{\text{к}})\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.4\text{а})$$

$$u_3+u_4=U_{\text{в}}\ (1-\mu\Delta\varepsilon_{\text{к}})\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.4\text{б})$$

$$u_1+u_3=U_{\text{в}}\ (1+\mu\Delta\varepsilon_{\text{т}})\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.5\text{а})$$

$$u_2+u_4=U_{\text{в}}\ (1-\mu\Delta\varepsilon_{\text{т}})\sin\omega_{\text{нс}}t. \qquad (9.8.5\text{б})$$

Учитывая соотношения (9.8.1), (9.8.2) и (9.8.3), для малых углов $\Delta\varepsilon$ получаем

$$u_{\Sigma}=U_{\text{в}\,u}\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.6\text{а})$$

$$u_{\text{АН}\,y}=U_{\text{в}\,u}\mu\Delta\varepsilon_{\text{к}}\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.6\text{б})$$

$$u_{\text{АН}\,z}=U_{\text{в}\,u}\mu\Delta\varepsilon_{\text{т}}\sin\omega_{\text{нс}}t, \qquad (9.8.6\text{в})$$

где $U_{\text{в}\,u}$ — амплитуда импульса на входе смесителя *12* (рис. 9.24).

Эти три сигнала поступают на вход трехканального супергетеродинного приемника. Смесители *11* и *13* (рис. 9.24) и усилители промежуточной частоты *15* и *17* образуют каналы сигналов ошибки. Смеситель *12* и усилитель *16* составляют канал опорного сигнала, который является общим и используется для формирования командных сигналов в обеих плоскостях. Сигналы с выхода УПЧ *15* и *16* перемножаются в фазовом детекторе *18*. В результате получаются импульсы постоянного тока, амплитуда и полярность которых передают величину и знак угла $\Delta\varepsilon_к$. Эти импульсы растягиваются по длительности в импульсном детекторе *20*. После этого с помощью фильтра нижних частот выделяется постоянная составляющая $u_{спу}$, пропорциональная амплитуде импульсов, а следовательно, и углу $\Delta\varepsilon_к$. Напряжение $u_{спу}$ поступает на силовой привод *22*, который поворачивает рефлектор антенны *5* относительно оси $z_{рз}$, уменьшая угол рассогласования $\Delta\varepsilon_к$. Второй канал работает аналогично, управляя движением рефлектора антенны относительно оси $y_{рз}$. Сигналы радиозвена $u_{рy}$ и $u_{рz}$ снимаются с помощью устройств съема *24* и *25*.

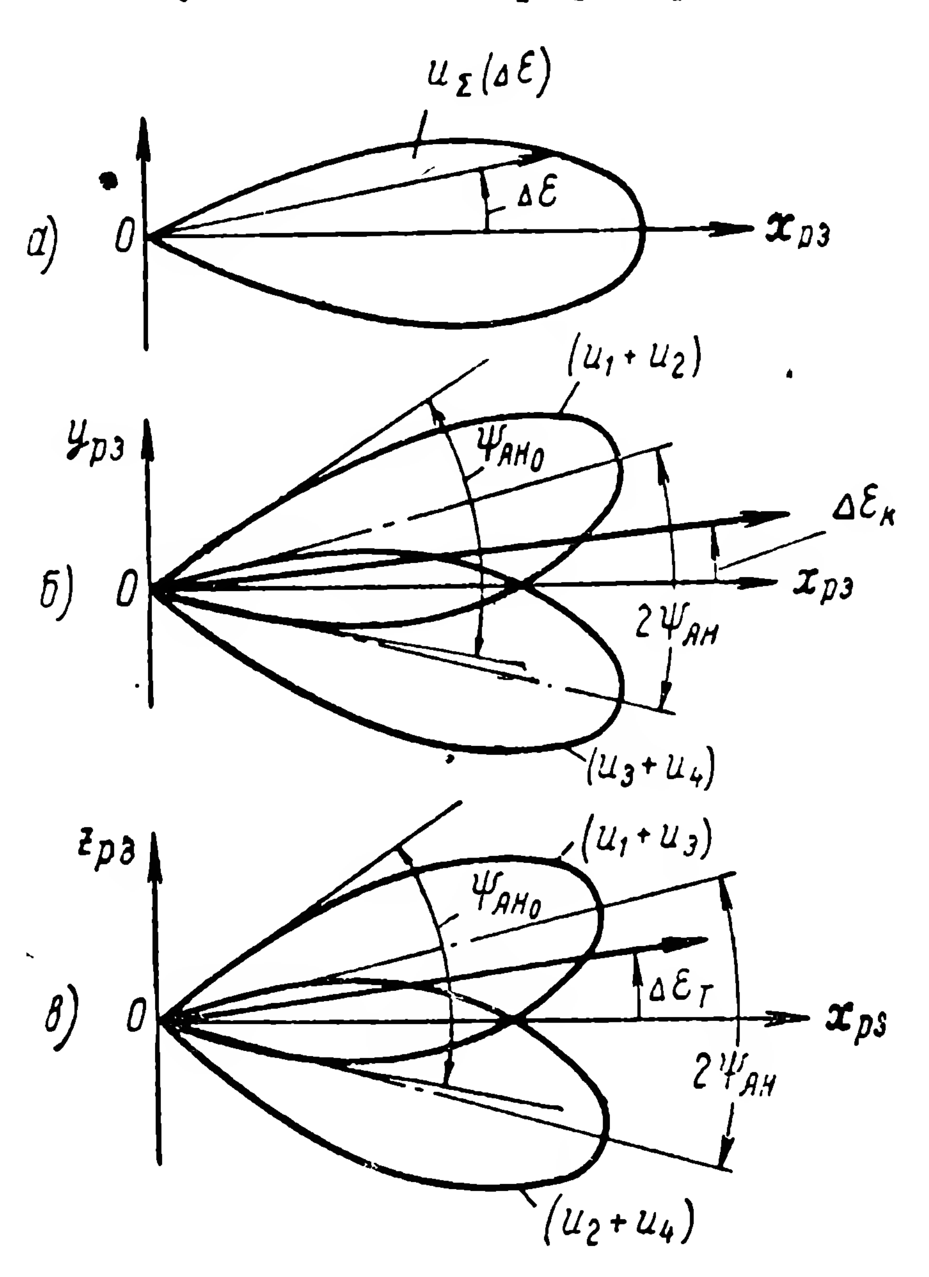


Рис. 9.26. Диаграммы направленности антенной системы радиовизира:

а—по опорному каналу; *б*—по каналу ошибки в плоскости $Ox_{рз}\,y_{рз}$; *в*—по каналу ошибки в плоскости $Ox_{рз}z_{рз}$.

Блок-схеме радиовизира цели, изображенной на рис. 9.24, соответствует рассмотренная выше структурная схема радиозвена со следящей антенной, приведенная на рис. 9.9. Определим для рассматриваемого случая передаточные функции звеньев, входящих в струк-

турную схему рис. 9.9. Так как антенная система построена по амплитудному принципу, то $K_\varepsilon = \mu$ и соотношение (9.5.3) остается справедливым. Передаточные функции $\Phi_ф(p)$, $\Phi_{сп}(p)$, $\Phi_{сд}(p)$ определяются так же, как и для фазового моноимпульсного радиовизира (см. § 9.7).

Подсчитаем коэффициент передачи приемного тракта для канала курса (канал «y»). Канал тангажа (канал «z») рассматривается аналогично. Напряжения на входе фазового детектора *18* (рис. 9.24) будут равны

$$u_{вых\,y} = K_{вх} U_{в\,u} \mu \Delta\varepsilon_к \sin(\omega_{пч} t + \Delta\xi_y), \tag{9.8.7}$$

$$u_{вых\,0} = K_{вх} U_{в\,u} \sin \omega_{пч} t, \tag{9.8.8}$$

где $K_{вх}$ — коэффициент передачи входной части тракта (смесителя и УПЧ) каждого из каналов;

$\omega_{пч}$ — промежуточная частота;

$\Delta\xi_y$ — фазовый сдвиг из-за различия фазовых характеристик усилителей *15* и *16*.

Учитывая, что в фазовом детекторе *18* происходит перемножение, после фильтрации получаем импульсы постоянного тока, амплитуда которых равна

$$U_{u\,y} = \frac{1}{2} K_{дф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \mu \Delta\varepsilon_к \cos \Delta\xi_y. \tag{9.8.9}$$

Следовательно, напряжение, поступающее на силовой привод, будет

$$U_{сп\,y} = \frac{1}{2} K_д K_{дф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \mu \Delta\varepsilon_к \cos \Delta\xi_y, \tag{9.8.10}$$

где $K_д$ — коэффициент передачи импульсного детектора *20*.

Соответственно коэффициент передачи по каналу „y“ будет

$$K_{п\,y} = \frac{1}{2} K_д K_{дф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \cos \Delta\xi_y. \tag{9.8.11}$$

Из полученных результатов видно, что ни различие в усилениях УПЧ, ни фазовые сдвиги не вызывают в рассматриваемой системе появления мешающего напряжения $u_{пх}(t)$. Это обстоятельство является преимуществом амплитудно-фазовой системы усиления и поз-

воляет предъявлять менее жесткие требования к стабильности амплитудно- и фазово-частотных характеристик усилителей промежуточной частоты. Из формулы (9.8.11) также следует, что появление фазового сдвига $\Delta\xi_y$ уменьшает коэффициент передачи $K_п$, причем сдвиг до 60° дает уменьшение $K_п$ не более чем в два раза. Из этой формулы также видно, что в данном случае требуется применение автоматической регулировки усиления, чтобы сделать $K_п$ независимым от изменений амплитуды сигнала $U_{ви}$.

2. Действие шумовой помехи на радиовизир цели

Действие помехи на амплитудно-фазовый моноимпульсный радиовизир рассмотрим на примере анализа собственных шумов приемного устройства. Так же, как и в предыдущем разделе, рассматривается радиозвено со следящей антенной. Напряжения на выходе усилителей промежуточной частоты во время импульса сигнала по аналогии с формулами (9.8.7) и (9.8.8) могут быть записаны как

$$u_{вых\,y} = K_{вх} U_{в\,u} \mu \Delta\varepsilon_к \sin(\omega_{пч} t + \Delta\xi_y) + u_{ш\,y}(t), \qquad (9.8.12)$$

$$u_{вых\,0} = K_{вх} U_{в\,u} \sin \omega_{пч} t + u_{ш\,0}(t), \qquad (9.8.13)$$

где $u_{ш\,y}(t)$ и $u_{ш\,0}(t)$ — напряжение помех на выходе двух параллельных каналов.

После перемножителя (фазового детектора) получим

$$\overset{*}{u}_{u\,y} = \frac{1}{2} K_{\delta ф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \mu \Delta\varepsilon_к \cos \Delta\xi_y -$$

$$- \frac{1}{2} K_{\delta ф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \mu \Delta\varepsilon_к \cos(2\omega_{пч} t + \Delta\xi_y) +$$

$$+ K_{\delta ф} K_{вх} U_{в\,u} u_{ш\,y}(t) \sin \omega_{пч} t +$$

$$+ K_{\delta ф} K_{вх} U_{в\,u} \mu \Delta\varepsilon_к u_{ш\,0}(t) \sin(\omega_{пч} t + \Delta\xi_y) +$$

$$+ K_{\delta ф} u_{ш\,y}(t) u_{ш\,0}(t). \qquad (9.8.14)$$

Первый член в формуле (9.8.14) представляет собой полезный сигнал, второй имеет высокую частоту $2\omega_{пч}$ и поэтому отфильтровывается. Остальные три члена

являются различными компонентами помехи. Если рассматриваются малые отклонения равносигнальной зоны от направления на цель ($\mu\Delta\varepsilon_к \ll 1$) и большие отношения сигнал/шум, то можно пренебречь теми компонентами помех, которые образовались за счет биений шум — шум и биений сигнала канала «y» с шумом опорного канала. В этом случае для напряжения на выходе перемножителя можно записать

$$U_{u\,y} \approx \frac{1}{2} K_{бф} K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 \mu\Delta\varepsilon_к \cos\Delta\xi_y + \\ + K_{бф} K_{вх} U_{в\,u} u_{ш\,y}(t) \sin\omega_{пч} t. \qquad (9.8.15)$$

Для того чтобы оценить ошибку, возникающую из-за действия шума, надо найти дисперсию амплитуды импульсов на входе импульсного детектора (на выходе видеоусилителя). Будем считать, что фильтр после фазового детектора и видеоусилитель не искажают прямоугольной формы импульса сигнала. Тогда процессы, происходящие в течение импульса, можно рассматривать как непрерывные. Вычислим корреляционную функцию компоненты помехи [2], входящей в соотношение (9.8.15):

$$R_{пх}(\tau) = \frac{1}{2} K_{бф}^2 K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 R_y(\tau) \cos\omega_{пч}\tau, \qquad (9.8.16)$$

где $R_y(\tau)$ — корреляционная функция процесса $u_{ш\,y}(t)$, т. е. шума на выходе усилителя промежуточной частоты.

Корреляционная функция $R_y(\tau)$ может быть представлена в следующем виде [2]:

$$R_y(\tau) = r_y(\tau) \cos\omega_{пч}\tau, \qquad (9.8.17)$$

где $r_y(\tau)$ — медленно меняющаяся функция τ, характер которой определяется формой частотной характеристики УПЧ.

Подставляя (9.8.17) в формулу (9.8.16), получаем

$$R_{пх}(\tau) = \frac{1}{4} K_{бф}^2 K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 r_y(\tau) + \\ + \frac{1}{4} K_{бф}^2 K_{вх}^2 U_{в\,u}^2 r_y(\tau) \cos 2\omega_{пч}\tau. \qquad (9.8.18)$$

Низкочастотные компоненты, которые пройдут через видеоусилитель определяются только первым членом формулы (9.8.18). Их корреляционная функция будет равна

$$r_{пх}(\tau)=\frac{1}{4}K_{бф}^2K_{вх}^2U_{в\,u}^2r_y(\tau). \qquad (9.8.19)$$

Соответственно дисперсия амплитуды импульсов на выходе видеоусилителя (коэффициент усиления для простоты считаем равным единице) определится как

$$\sigma_{пх}^2=r_{пх}(0)=\frac{1}{4}K_{бф}^2K_{вх}^2U_{в\,u}^2\sigma_y^2, \qquad (9.8.20)$$

где σ_y^2 — мощность шума на выходе УПЧ канала „у", $\sigma_y^2=r_y(0)$.

Если спектральная плотность шума $G_ш$ на входе приемника задана, то

$$\sigma_y^2=G_шK_{вх}^2\Delta f_{пч}, \qquad (9.8.21)$$

где $\Delta f_{пч}$ — эффективная полоса УПЧ.

Будем считать, что импульсный детектор растягивает импульсы постоянного тока на весь период, не изменяя соотношения их амплитуд, причем амплитуда растянутого импульса равна мгновенному значению напряжения в конце импульса сигнала. Так как шум достаточно широкополосный $\left(\Delta f_{пч}\gg\frac{1}{T_i}\right.$, где T_i — период повторения импульсов$\left.\right)$, то флюктуации амплитуды импульсов можно считать независимыми. При этих условиях спектральная плотность шума в области самых низких частот после фильтра будет равна [см. формулу (5.2.9), гл. 5]

$$G_{пх}(0)=2K_д^2T_i\sigma_{пх}^2, \qquad (9.8.22)$$

где $K_д$ — коэффициент передачи детектора.

Подставляя сюда значение $\sigma_{пх}^2$ из формулы (9.8.20) с учетом выражения (9.8.21), получаем

$$G_{пх}(0)=\frac{1}{2}K_д^2K_{бф}^2K_{вх}^4U_{в\,u}^2T_i\Delta f_{пч}G_ш. \qquad (9.8.23)$$

Поскольку силовой привод радиовизира является значительно более инерционным звеном, чем фильтр после импульсного детектора, то знать величину $G_{пх}(0)$ достаточно для определения флюктуаций положения следящей антенны, а также флюктуаций командного сигнала, снимаемого с радиозвена. Сравнивая выражение (9.8.23) с формулой (9.8.11), находим

$$G_{пх}(0)=\frac{2K_{п\,y}^2 T_i \Delta f_{пч} G_ш}{\cos^2 \Delta\xi_y U_{в\,и}^2}\,. \tag{9.8.24а}$$

Заметим, что для сопротивления в 1 *ом* $U_{в\,и}^2=2P_с$, где $P_с$ — мощность сигнала на входе опорного радиоканала. Поэтому последнюю формулу можно переписать в следующем виде:

$$G_{пх}(0)=\frac{K_{п\,y}^2 T_i \Delta f_{пч} G_ш}{P_с \cos^2 \Delta\xi_y}\,. \tag{9.8.24б}$$

Подставляя значение $G_{пх}(0)$ в формулу (9.3.10), получаем выражение для спектра помехи на выходе радиозвена, определяющее флюктуации командного сигнала.

Согласно рис. 9.9 спектр интенсивности флюктуаций положения антенны (т. е. угла $\varepsilon_{рз}$ радиовизира в плоскости $Ox_{рз}y_{рз}$) может быть определен по следующей формуле:

$$G_{A\,y}(\omega)=G_{пх}(0)\left|\frac{\Phi_ф(j\omega)\,\Phi_{сп}(j\omega)}{1+\mu K_{п\,y}\Phi_ф(j\omega)\,\Phi_{сп}(j\omega)}\right|^2, \tag{9.8.25}$$

где учитывается, что помеха приложена в точке B, а

$$K_\varepsilon=\mu \quad и \quad K_п=K_{п\,y}.$$

Дисперсия этих флюктуаций будет

$$\sigma_{A\,y}^2=\frac{G_{пх}(0)}{\mu^2 K_{п\,y}^2}\,\Delta F_э, \tag{9.8.26}$$

где $\Delta F_э$ — эквивалентная полоса пропускания замкнутого контура радиозвена.

Подставляя в это выражение значение спектральной плотности $G_{пх}(0)$ из формулы (9.8.24б), получаем следую-

щее соотношение для среднеквадратического отклонения антенны в плоскости $Ox_{рз}y_{рз}$:

$$\sigma_{A\,y} = \frac{1}{\mu \cos \Delta\xi_y} \sqrt{\frac{T_i \Delta f_{пч} G_{ш} \Delta F_{э}}{P_{с}}}\,. \qquad (9.8.27)$$

Дисперсия отклонений антенны в плоскости $Ox_{рз}z_{рз}$ находится аналогичным путем. При одинаковых каналах „y“ и „z“ полное среднеквадратическое отклонение антенны будет равно

$$\sigma_A = \frac{l}{\mu} \sqrt{\frac{T_i \Delta f_{пч} G_{ш} \Delta F_{э}}{P_{с}}}\,, \qquad (9.8.28)$$

где

$$l = \sqrt{\sec^2 \Delta\xi_y + \sec^2 \Delta\xi_z}; \qquad (9.8.29)$$

$\Delta\xi_z$ — фазовый сдвиг сигнала в канале „z“ относительно опорного сигнала.

Полученные формулы можно использовать при условии, что выполнено следующее соотношение:

$$\frac{\Delta f_{пч} G_{ш}}{P_{с}} \ll 1. \qquad (9.8.30)$$

Подобное условие соответствует предположению о больших отношениях сигнал/шум на входе приемника. Кроме того, если при подсчете получаются значения σ_A, сравнимые с углами Ψ_{AH} или Ψ_{AH0} (см. рис. 9.26), то формула (9.8.28) уже не будет справедливой, так как при этом нельзя считать величину μ постоянной. Однако такой результат будет свидетельствовать о больших флюктуационных ошибках, при которых имеется значительная вероятность потери цели радиовизиром.

Напомним также, что при выводе мы предполагали наличие идеального стробирования приемника. Если ширина стробирующего импульса больше импульса сигнала, то дисперсия флюктуаций амплитуды импульсов после импульсного детектора изменится за счет влияния выбросов шумов, не совпадающих по времени с сигналом. Этот вопрос более подробно рассмотрен в работе [25].

9.9. МИНИМАЛЬНАЯ И МАКСИМАЛЬНАЯ ДАЛЬНОСТИ ПРИ САМОНАВЕДЕНИИ

1. Минимально допустимая дальность самонаведения

Под минимально допустимой дальностью самонаведения $r_{ц\,мин}$ будем понимать то минимальное расстояние, с которого при заданной величине ошибки наведения может быть практически начато самонаведение [8].

Рассмотрим вопрос о величине минимально допустимой дальности самонаведения для случая наведения

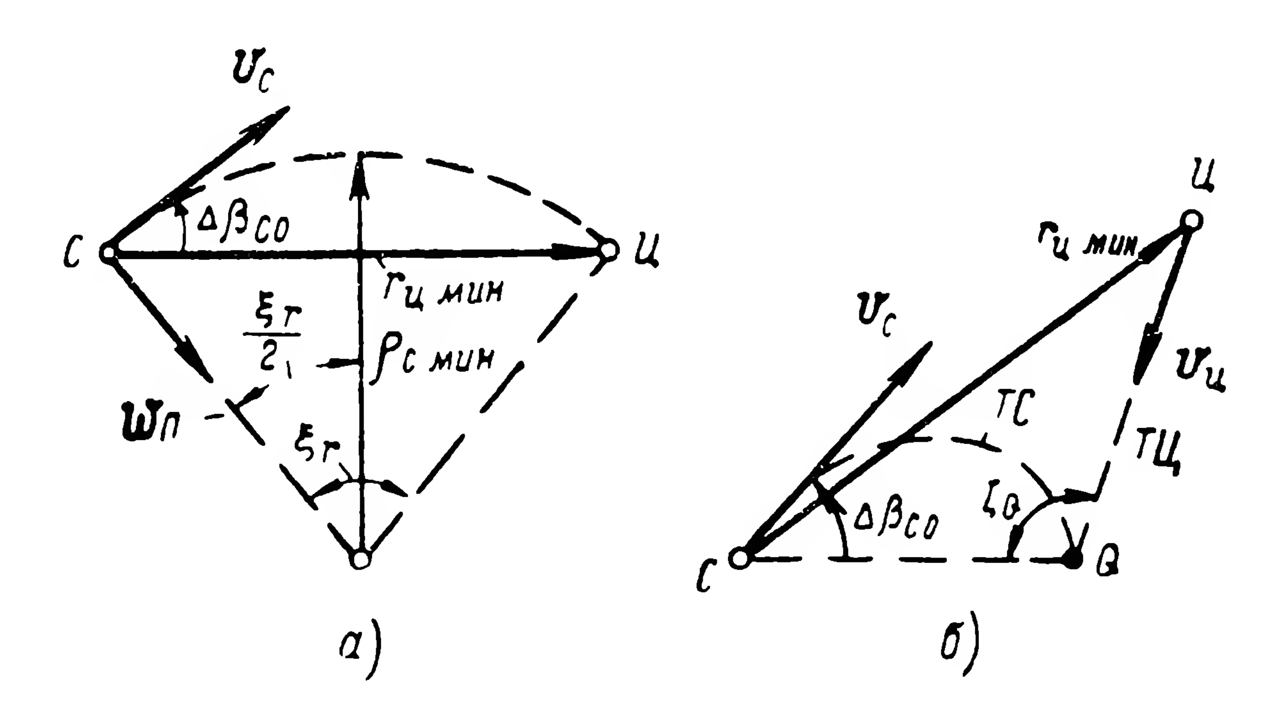


Рис. 9.27. К определению минимальной дальности самонаведения:

а — при неподвижной цели; *б* — при движущейся цели.

по кривой погони, полагая цель неподвижной. Пусть в начальный момент самонаведения снаряд находится в точке *С* (рис. 9.27,*а*), а цель — в точке *Ц*. Снаряд может двигаться только по траекториям, радиус кривизны которых будет не меньше определенного минимального значения $\rho_{c\,мин}$.

В момент перехода на самонаведение всегда имеет место начальная угловая ошибка $\Delta\beta_{c\,0}$, которая определяется как угол между необходимым направлением вектора скорости снаряда и его фактическим направлением. При этом дальность самонаведения должна иметь значения, не меньшие, чем некоторая определенная величина $r_{ц\,мин}$. Если $r_ц < r_{ц\,мин}$, то встреча снаряда и цели будет невозможной. Количественно значение минимально допустимой дальности самонаведения $r_{ц\,мин}$ в первом

приближении можно оценить следующим образом. Из рассмотрения рис. 9.27,*а* следует

$$r_{\text{ц мин}} = 2\rho_{\text{с мин}} \sin\frac{\xi_r}{2} = 2\rho_{\text{с мин}} \sin\Delta\beta_{\text{с 0}}.$$

Так как обычно можно полагать, что $\Delta\beta_{\text{с 0}}$ мало, то

$$r_{\text{ц мин}} \approx 2\rho_{\text{с мин}}\Delta\beta_{\text{с 0}}. \qquad (9.9.1а)$$

Как известно,

$$\rho_{\text{с мин}} = \frac{v_{\text{с}}^2}{w_{\text{п макс}}},$$

где $w_{\text{п макс}}$ — максимальное поперечное ускорение, которое может развивать снаряд.

Следовательно,

$$r_{\text{ц мин}} \approx 2\frac{v_{\text{с}}^2}{w_{\text{п макс}}}\Delta\beta_{\text{с 0}}. \qquad (9.9.1б)$$

Практически минимальная дальность самонаведения при наведении по кривой погони должна несколько превышать значения, полученные из формул (9.9.1). Подобное обстоятельство определяется тем, что ширина полосы пропускания контура системы самонаведения имеет конечное значение. Поэтому выход снаряда на угол атаки, соответствующий максимальной перегрузке, произойдет с некоторым запаздыванием во времени по отношению к моменту начала самонаведения.

Оценим теперь минимальную дальность, с которой может начаться самонаведение в случае, когда используется метод параллельного сближения и цель движется со скоростью $v_{\text{ц}}$. Кинематические соотношения для этого случая поясняются рис. 9.27,*б*. Встреча снаряда и цели в точке Q в предельном случае произойдет, если начальное расстояние CQ удовлетворяет условию (9.9.1). Следовательно, минимальное расстояние от снаряда до цели в момент начала самонаведения можно определить из треугольника $CЦQ$

$$r_{\text{ц мин}}^2 = (CQ)^2 + (ЦQ)^2 - 2(CQ)(ЦQ)\cos\zeta_Q. \qquad (9.9.2)$$

При малых начальных ошибках $\Delta\beta_{с\,0}$ длина дуги $\overset{\frown}{CQ}$ незначительно отличается от прямой, и, следовательно, время полета снаряда до точки встречи можно определить как $\Delta t \approx \frac{CQ}{v_с}$. Так как время полета цели и снаряда до точки встречи одинаково, то

$$ЦQ \approx v_ц \frac{CQ}{v_с}. \qquad (9.9.3)$$

Подставляя полученное значение в формулу (9.9.2) и полагая $CQ = 2\rho_{с\,мин}\Delta\beta_{с\,0}$, получаем

$$r_{ц\,мин} \approx 2\rho_{с\,мин}\Delta\beta_{с\,0}\sqrt{1 + \left(\frac{v_ц}{v_с}\right)^2 - 2\frac{v_ц}{v_с}\cos\zeta_Q}. \qquad (9.9.4)$$

Наибольшая начальная дальность требуется в том случае, когда снаряд движется почти навстречу цели. В этом случае

$$\zeta_Q \approx \pi$$

и

$$r_{ц\,мин} \approx 2\rho_{с\,мин}\Delta\beta_{с\,0}\left(1 + \frac{v_ц}{v_с}\right). \qquad (9.9.5)$$

Параметры радиотехнических устройств, входящих в систему самонаведения, следует выбирать таким образом, чтобы дальность, с которой возможно начало автосопровождения цели, превышала значения $r_{ц\,мин}$, определяемые кинематикой движения снаряда.

Практически система самонаведения управляет движением снаряда только до некоторого минимального расстояния до цели, называемого мертвой зоной. Можно указать ряд причин, вызывающих появление мертвой зоны. Инерционность системы управления дает мертвую зону, величина которой пропорциональна скорости сближения снаряда и цели и обратно пропорциональна полосе пропускания контура управления. Следящая антенна радиовизира цели может потерять цель, когда становится слишком большой скорость вращения линии снаряд — цель при $r_ц \to 0$.

При малых расстояниях до цели ее угловые размеры могут превысить угол зрения радиовизира, в результате

чего нарушается работа канала углового сопровождения. Может нарушиться также работа канала дальности вследствие перекрытия во времени зондирующего и отраженного импульсов.

Наличие мертвой зоны увеличивает ошибки наведения (см. гл. 1). Поэтому при проектировании радиотехнических устройств для системы самонаведения следует стремиться к тому, чтобы не увеличивать мертвую зону, заданную инерционностью контура управления.

2. Энергетические соотношения при активном и полуактивном самонаведении. Максимальная дальность самонаведения

Для выяснения различия энергетических соотношений при активном и полуактивном самонаведении обратимся к рис. 9.28, который соответствует наиболее общему слу-

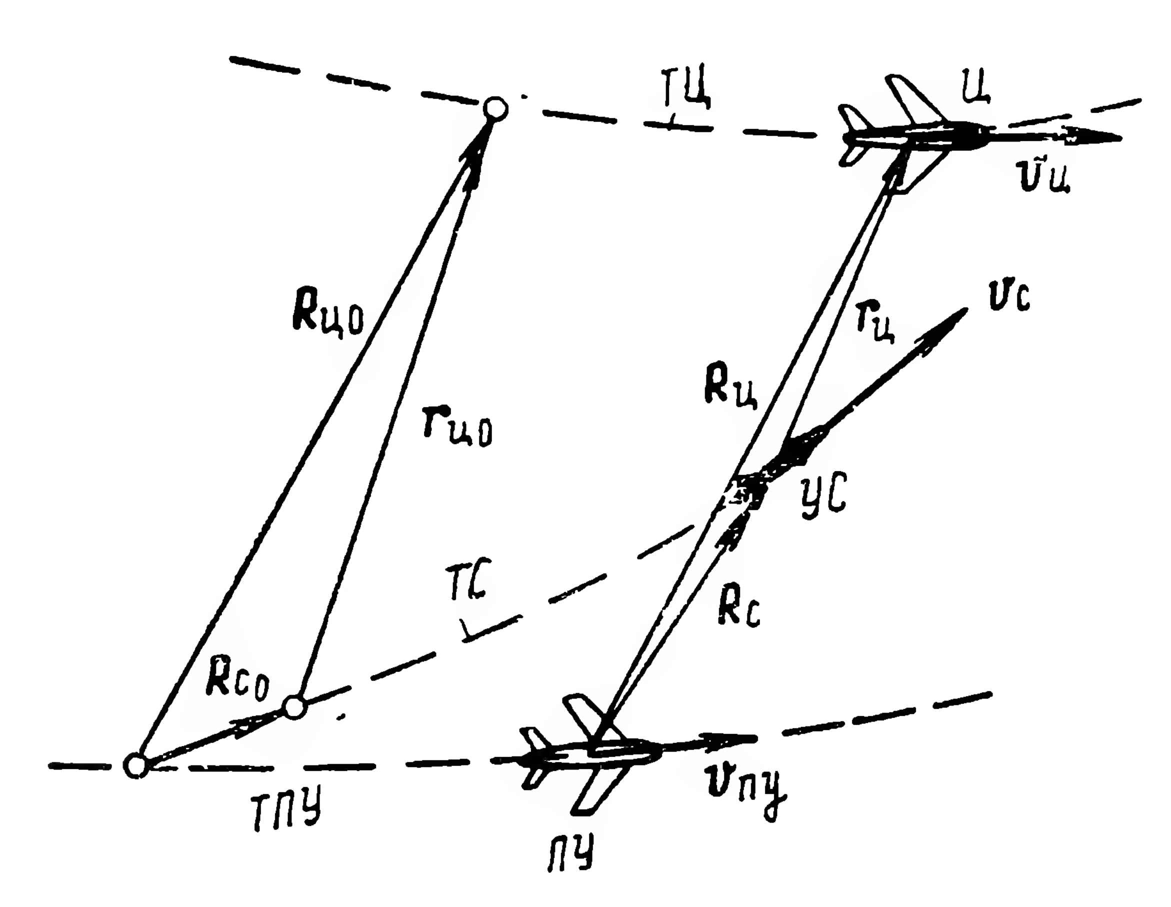


Рис. 9.28. К определению энергетических соотношений при активном и полуактивном самонаведении:

ПУ — пункт управления; ТПУ — траектория движения пункта управления; УС — управляемый снаряд; ТС — траектория снаряда; *Ц* — цель; ТЦ — траектория цели.

чаю. Пусть в какой-то момент времени расстояние между пунктом управления и целью равно $R_ц$, между пунктом управления и снарядом $R_с$ и, наконец, между снарядом и целью $r_ц$ (пункт управления, очевидно, в процессе самонаведения необходим только при полуактивном

самонаведении). Соответственно через $R_{ц0}$, $R_{с0}$ и $r_{ц0}$ обозначены значения этих расстояний в момент начала самонаведения.

При активном самонаведении мощность на входе радиоприемного бортового устройства снаряда можно найти с помощью основного уравнения дальности радиолокации. В случае, когда для приема и передачи используется одна и та же антенна, мощность сигнала на входе приемника определяется как

$$P'_{с} = P'_{сг} \frac{D^2_{гп} \lambda^2 S_{эц}}{(4\pi)^3 r^4_{ц}}, \qquad (9.9.6)$$

где $P'_{сг}$ — мощность генератора бортового передающего устройства снаряда;

$D_{гп}$ — коэффициент усиления приемо-передающей антенны;

$S_{эц}$ — эффективная отражающая поверхность цели;

λ — длина волны.

В случае полуактивной системы самонаведения мощность на входе бортового приемника найдем следующим образом. Отраженная целью мощность

$$P_{ц} = \frac{P''_{сг} D_{г} S_{эц}}{4\pi R^2_{ц}}, \qquad (9.9.7)$$

где $P''_{сг}$ — мощность генератора передающего устройства, установленного на пункте управления*;

$D_{г}$ — коэффициент усиления передающей антенны пункта управления.

Очевидно, что мощность на входе бортового приемника в полуактивной системе самонаведения будет

$$P''_{с} = \frac{P_{ц} D_{п} \lambda^2}{(4\pi)^2 r^2_{ц}}, \qquad (9.9.8)$$

где $D_{п}$ — коэффициент усиления приемной антенны, установленной на снаряде.

---

* Штрихом отмечены величины, относящиеся только к активному самонаведению; двумя штрихами — к полуактивному.

Подставляя теперь в выражение (9.9.8) значение отраженной мощности из формулы (9.9.7), получаем следующее соотношение:

$$P''_{\text{с}} = P''_{\text{сг}} \frac{D_{\text{г}} D_{\text{п}} \lambda^2 S_{\text{эц}}}{(4\pi)^3 R_{\text{ц}}^2 r_{\text{ц}}^2}. \tag{9.9.9}$$

Используя это соотношение и формулу (9.9.6), напишем выражения для максимальных дальностей самонаведения, считая, что чувствительности радиоприемных устройств в активной и полуактивной системах самонаведения одинаковы, т. е. что

$$P''_{\text{с0}} = P'_{\text{с0}} = P_0. \tag{9.9.10}$$

Тогда для активной системы самонаведения из формулы (9.9.6) будем иметь

$$r'_{\text{ц макс}} = \sqrt[4]{\frac{P'_{\text{сг}}}{P_0} \cdot \frac{D_{\text{гп}}^2 \lambda^2 S_{\text{эц}}}{(4\pi)^3}}, \tag{9.9.11}$$

а для полуактивной в соответствии с выражением (9.9.9) получим

$$(R_{\text{ц}} r''_{\text{ц}})_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{P''_{\text{сг}}}{P_0} \cdot \frac{D_{\text{г}} D_{\text{п}} \lambda^2 S_{\text{эц}}}{(4\pi)^3}}. \tag{9.9.12}$$

В формуле (9.9.12) правая часть зависит только от характеристик радиотехнической аппаратуры системы самонаведения и отражающей поверхности цели. Поэтому для данной системы самонаведения и заданной цели справедливо следующее равенство:

$$(R_{\text{ц}} r''_{\text{ц}})_{\text{макс}} = (R_{\text{ц0}} r''_{\text{ц0}})_{\text{макс}} = \text{const}. \tag{9.9.13}$$

Таким образом, в пределах дальности сопровождения станции подсвета цели выбор начальных дальностей $R_{\text{ц0}}$ и $r''_{\text{ц0}}$ может быть произволен, если их произведение остается постоянным. При этом, однако, необходимо, чтобы $r_{\text{ц0}} \geqslant r_{\text{ц мин}}$.

Если считать, что в полуактивной системе самонаведение должно начинаться с момента старта ($R_{\text{с0}} \approx 0$), то

$$r_{\text{ц0}} = R_{\text{ц0}} = r''_{\text{ц макс}}. \tag{9.9.14}$$

Следовательно, в этом случае

$$r''_{\text{ц макс}} = \sqrt[4]{\frac{P''_{\text{сг}}}{P_0} \frac{D_{\text{г}} D_{\text{п}} \lambda^2 S_{\text{эц}}}{(4\pi)^3}}. \qquad (9.9.15)$$

Найдем отношение максимально возможных дальностей самонаведения при активном и полуактивном самонаведении, считая, что в полуактивной системе самонаведение начинается с момента старта. Из выражений (9.9.11) и (9.9.15) нетрудно получить, что

$$\frac{r''_{\text{ц макс}}}{r'_{\text{ц макс}}} = \sqrt{\frac{P''_{\text{сг}}}{P'_{\text{сг}}} \frac{D_{\text{г}} D_{\text{п}}}{D^2_{\text{гп}}}}. \qquad (9.9.16)$$

Примем, что размеры бортовых антенн снаряда в активной и полуактивной системах одинаковы. Следовательно,

$$D_{\text{п}} \approx D_{\text{гп}}. \qquad (9.9.17)$$

С учетом условия (9.9.17) отношение (9.9.16) можно переписать в следующем виде:

$$\frac{r''_{\text{ц макс}}}{r'_{\text{ц макс}}} = \sqrt[4]{\frac{P''_{\text{сг}}}{P'_{\text{сг}}} \frac{D_{\text{г}}}{D_{\text{гп}}}}. \qquad (9.9.18)$$

Очевидно, что возможности для установки более мощных генераторов передающих устройств и более остронаправленных антенн на пункте управления значительно больше, чем на управляемом снаряде. Поэтому практически выполняются условия $P''_{\text{сг}} > P'_{\text{сг}}$ и $D_{\text{г}} > D_{\text{гп}}$. Следовательно, максимально возможная дальность самонаведения в полуактивной системе может значительно превышать дальность самонаведения в активной системе [12].

Однако активное самонаведение с точки зрения энергетических соотношений все же может оказаться целесообразнее полуактивного в тех случаях, когда самонаведение должно начинаться не непосредственно с пункта управления, а на значительном расстоянии от него $R_{\text{ц}0} \gg r_{\text{ц}0}$. Такой случай встречается, например, в комбинированных системах управления, когда вывод в район цели обеспечивается автономной системой.

Используя соотношения (9.9.11) и (9.9.12), напишем выражение для отношения произведений мощностей генераторов передающих устройств на коэффициенты усиления передающих антенн, необходимых для обеспечения заданных дальностей в полуактивной и активной системах самонаведения. Подобное отношение при условии (9.9.17) может быть приведено к следующему виду:

$$\frac{P''_{\text{сг}} D_{\text{г}}}{P'_{\text{сг}} D_{\text{гп}}} = \frac{(R_{\text{ц}}^2 r_{\text{ц}}''^2)_{\text{макс}}}{r'^4_{\text{ц макс}}}. \tag{9.9.19}$$

Пусть как в полуактивной, так и активной системах самонаведение снаряда должно осуществляться, начиная с минимально допустимого расстояния между снарядом и целью, равного $r_{\text{ц мин}} \ll R_{\text{ц}0}$. Тогда, используя выражение (9.9.19), получаем

$$\frac{P''_{\text{сг}} D_{\text{г}}}{P'_{\text{сг}} D_{\text{гп}}} = \frac{R_{\text{ц}0}^2}{r_{\text{ц мин}}^2} \gg 1. \tag{9.9.20}$$

Следовательно, если расстояние $R_{\text{ц}0}$ будет достаточно велико по сравнению с расстоянием $r_{\text{ц мин}}$, то при полуактивном самонаведении потребуется значительно бóльшая излучаемая мощность, чем при активном. Таким образом, при заданной точности системы вывода снаряда $\Delta\beta_{\text{с}0}$ преимущества активной системы растут с увеличением дальности до цели $R_{\text{ц}0}$.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

РАДИОУПРАВЛЕНИЕ БАЛЛИСТИЧЕСКИМИ РАКЕТАМИ. КОСМИЧЕСКИЕ РАКЕТЫ И СПУТНИКИ ЗЕМЛИ

10.1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящей главе на основе известных из зарубежной технической литературы сведений дается систематизированное изложение основных вопросов радиоуправления баллистическими ракетами, запуском космических ракет и спутников Земли, а также вопросов радиоконтроля траектории движения подобных объектов.

Баллистические ракеты класса «поверхность — поверхность» подразделяются на ракеты ближнего, среднего и дальнего действия. Дальность полета баллистических ракет ближнего действия не превышает 300—400 *км*, а максимальная высота траектории 100—120 *км* [13]. Максимальная скорость полета — порядка 2000 *м/сек*. Время полета на максимальную дальность не превышает нескольких минут. Баллистические ракеты среднего действия имеют дальность до нескольких тысяч километров, скорости полета порядка 3000—5000 *м/сек* и поднимаются на высоту до нескольких сотен километров.

Баллистические ракеты дальнего действия, называемые также межконтинентальными, имеют дальности, превышающие 10 000 *км* при скоростях полета до 6 000—8 000 *м/сек*. Высота траектории может превышать 1 000 *км*, а время полета — достигать десятков минут [13, 70]. Такие ракеты так же, как ракеты-носители спутников Земли и космические ракеты, являются многоступенчатыми. В результате последовательного сброса ступеней масса ракеты уменьшается и, следовательно, при-

рост скорости увеличивается. Поэтому многоступенчатые ракеты, идея создания которых впервые предложена К. Э. Циолковским, позволяют достигать весьма больших скоростей, при которых обеспечивается не только полет на любую дальность в пределах Земли, но также

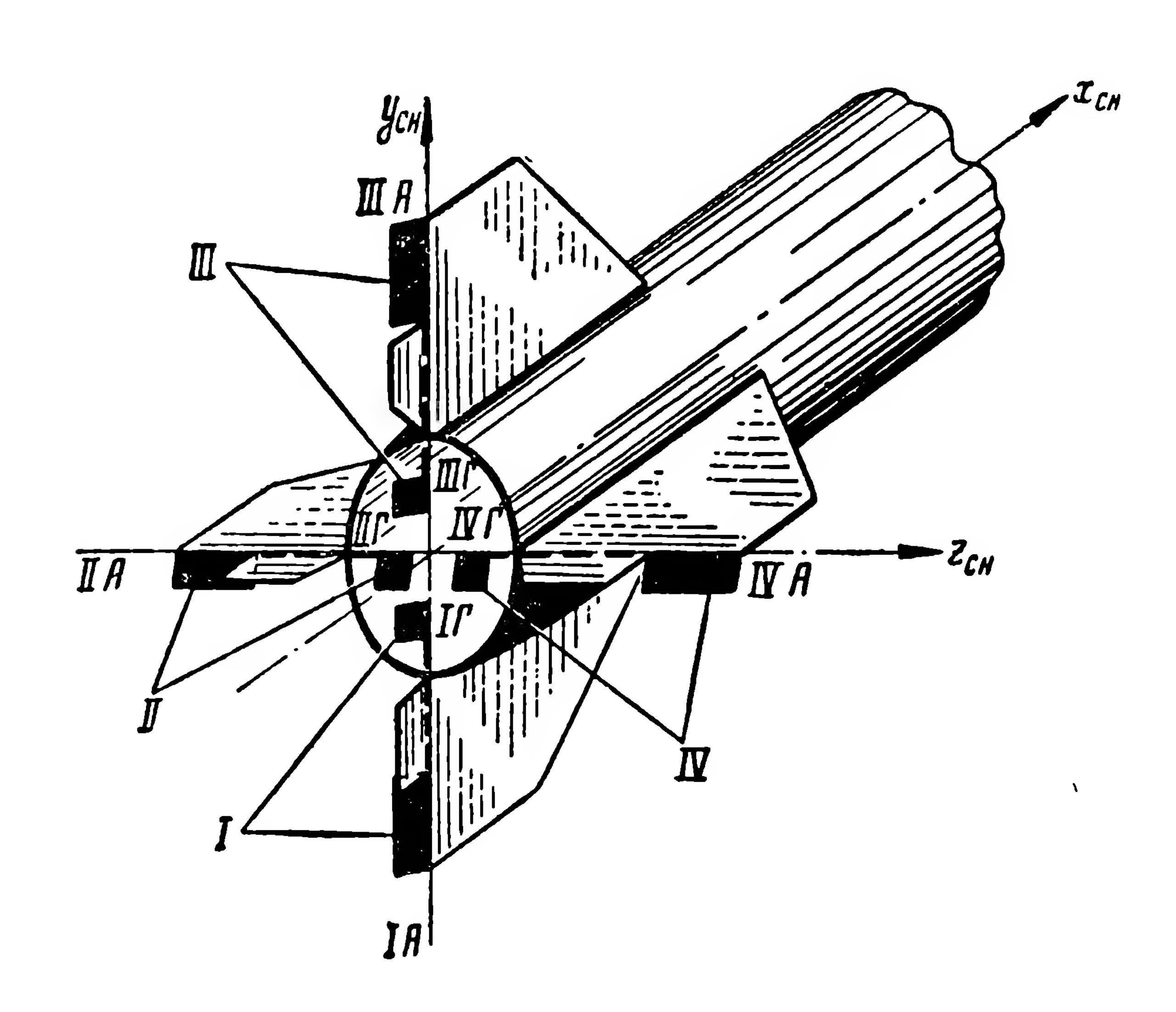


Рис. 10.1. Рулевые органы баллистической ракеты ближнего действия:

I и *III* — рули направления; *II* и *IV* — рули тангажа; $I_{А}$, $II_{А}$, $III_{А}$, $IV_{А}$ — аэродинамические рули; $I_{Г}$, $II_{Г}$, $III_{Г}$, $IV_{Г}$ — газовые рули.

запуск спутников Земли и полет в космическое пространство за пределы земного тяготения.

Управление баллистическими ракетами производится обычно в начале полета при работающем двигателе. Рули установлены по декартовой схеме. В некоторых конструкциях применяются четыре крестообразно расположенные пары рулей, схематично показанные на рис. 10.1. В каждую пару входит один аэродинамический руль (установленный на хвостовом стабилизаторе) и один газовый руль, изготовленный, например, из графита и помещенный в выходном отверстии сопла двигателя. Рули *I* и *III* (рис. 10.1) являются рулями курса, а ру-

Рис. 10.2. Общий вид управляемых баллистических ракет:
а — ракета ближнего действия (типа V-2); *б* — ракета дальнего действия („Атлас").

ли *II* и *IV* — рулями тангажа. В некоторых конструкциях баллистических ракет рули отсутствуют и управление достигается поворотом камер двигателей [37, 45].

Общий вид управляемой баллистической ракеты ближнего действия приведен на рис. 10.2,*а*. На рис. 10.2, *б* изображена ракета дальнего действия. В этой ракете для целей управления дополнительно используются два небольших вспомогательных двигателя.

Управление баллистической ракетой в принципе может быть обеспечено с помощью автономной (программной) системы, обладающей абсолютной помехозащищенностью, высокой надежностью и простотой. Однако автономные системы в ряде случаев могут не обеспечить необходимой точности управления. Поэтому для управления баллистическими ракетами могут быть использованы также и радиотехнические системы [13, 67].

10.2 ТРАЕКТОРИИ ПОЛЕТА БАЛЛИСТИЧЕСКИХ И КОСМИЧЕСКИХ РАКЕТ И СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ. ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ

1. Баллистические ракеты ближнего действия

Траектория полета баллистической ракеты в принципе аналогична траектории полета обычного артиллерийского снаряда. Как известно, при стрельбе из орудия поражение цели достигается правильным нацеливанием орудия по азимуту и правильным выбором угла возвышения ствола.

Для определения дальности полета артиллерийского снаряда обратимся к рис. 10.3. Пусть выстрел осуществляется под начальным углом возвышения γ_0, причем начальная скорость полета снаряда равна v_0 (скорость в момент вылета снаряда из ствола орудия).

Определим движение снаряда в земной системе координат O; $x_{зм}$; $y_{зм}$; $z_{зм}$, начало которой совместим с расположением орудия (длиной ствола орудия для простоты пренебрегаем), а плоскость $Ox_{зм}y_{зм}$ (плоскость стрельбы) направим таким образом, чтобы цель находилась в этой плоскости.

Если не учитывать вращения Земли, то траектория снаряда при отсутствии ошибки нацеливания по азимуту и внешних возмущений будет лежать в плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$. При небольших дальностях земную поверхность

можно считать плоской и совпадающей с плоскостью $Ox_{зм}z_{зм}$. Для таких дальностей и при небольшой высоте полета вектор ускорения силы тяжести практически будет параллелен оси $y_{зм}$ и постоянен по величине.

Если пренебречь сопротивлением воздуха, то в подобных условиях координаты снаряда x_c; y_c в момент

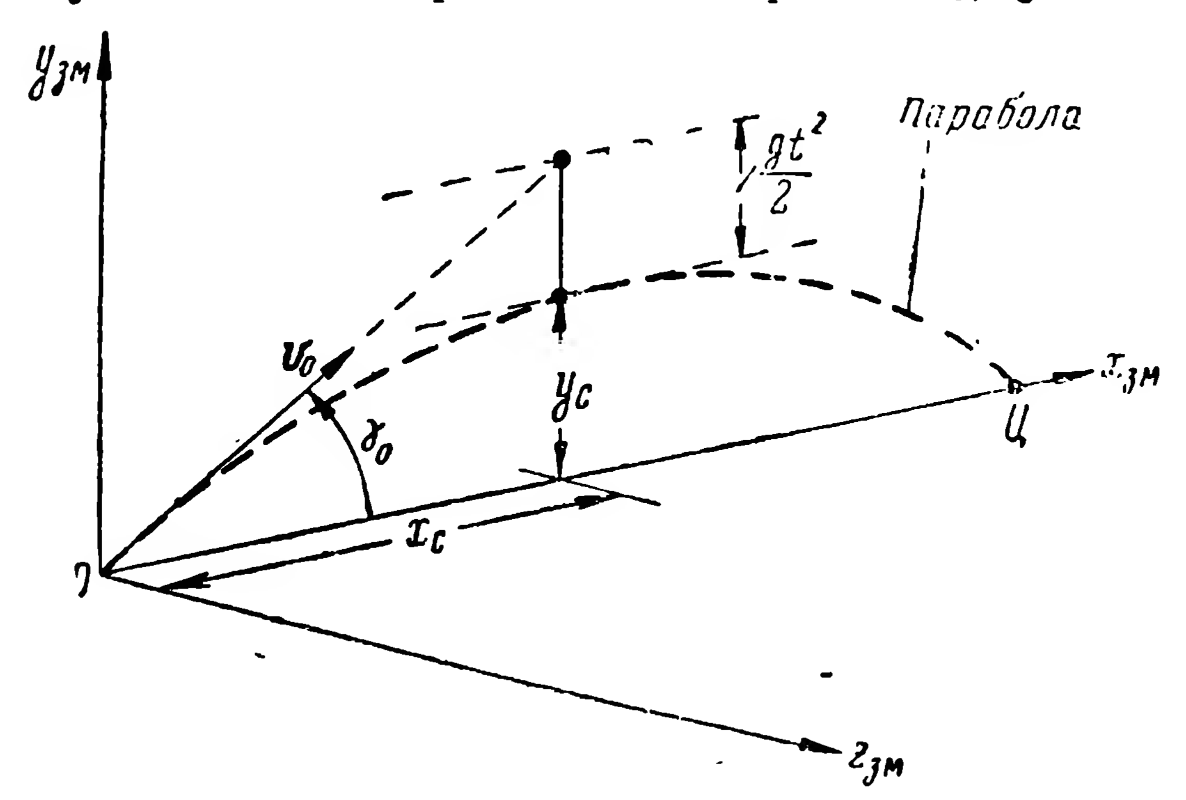


Рис. 10.3. Траектория артиллерийского снаряда.

времени t (снаряд покидает ствол орудия в момент времени $t=0$) будут иметь значения

$$x_c = v_0 t \cos\gamma_0, \tag{10.2.1а}$$

$$y_c = v_0 t \sin\gamma_0 - \frac{gt^2}{2}. \tag{10.2.1б}$$

Исключая из уравнений (10.2.1) время t, получаем хорошо известный результат: траектория полета артиллерийского снаряда представляет собой параболу.

Определяя из уравнения (10.2.1б) время полета снаряда до цели (при условии $y_c=0$, соответствующем моменту возвращения снаряда на горизонтальную плоскость) и подставляя найденное значение в формулу (10.2.1а), получаем дальность полета L

$$L = \frac{v_0^2}{g} \sin 2\gamma_0. \tag{10.2.2}$$

Из этой формулы, в частности, следует, что дальность полета будет максимальной ($L=L_{макс}$) при

$$\gamma_0 = \gamma_{опт} = 45°. \tag{10.2.3}$$

Дальность полета обычного артиллерийского снаряда изменяется путем изменения значения угла возвышения ствола орудия γ_0 при постоянстве величины начальной скорости полета v_0.

Однако из формулы (10.2.2) следует, что, изменяя начальную скорость v_0, также можно изменять дальность полета. Этот хорошо известный факт является принципиально важным для управления баллистическими ракетами.

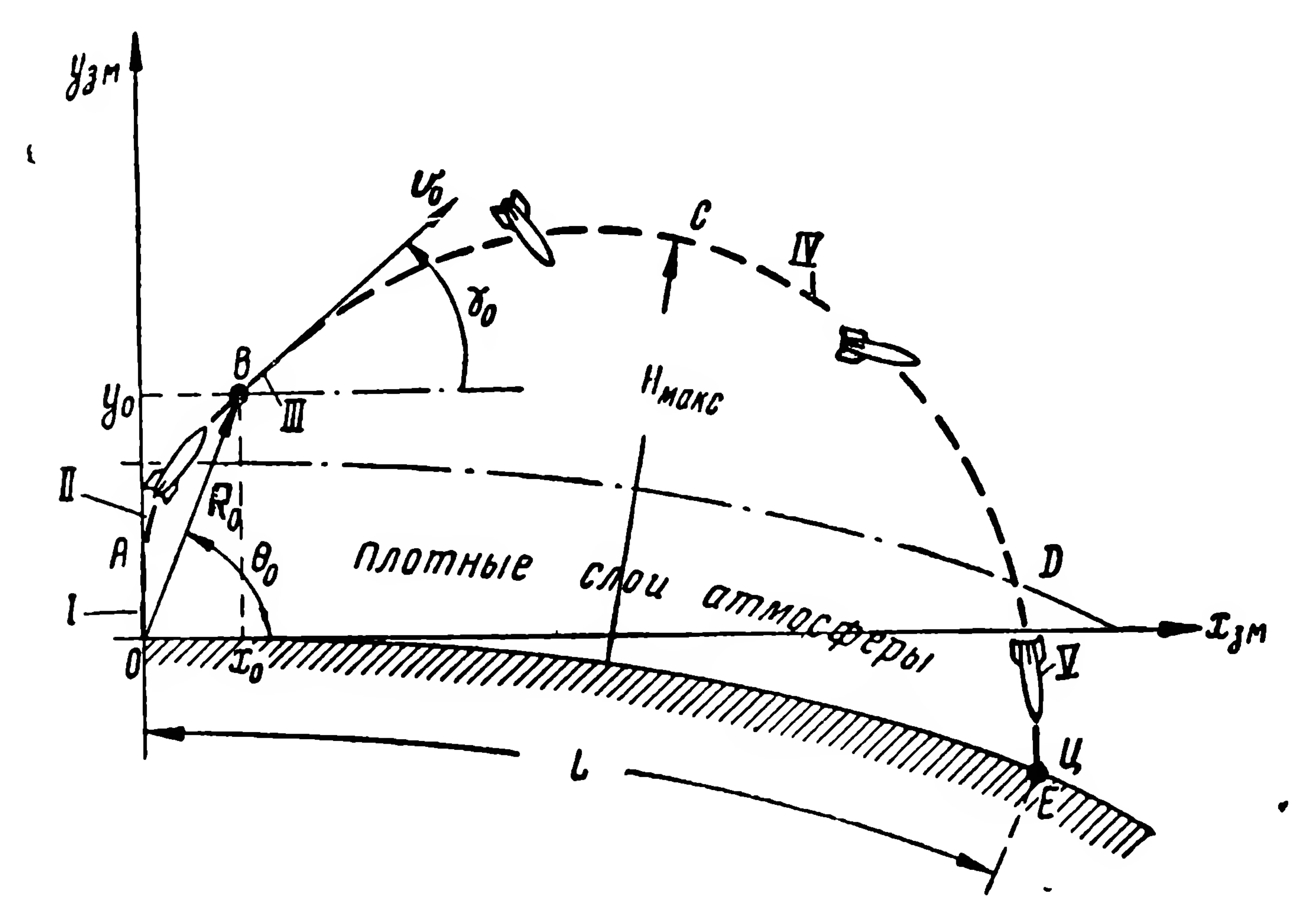


Рис. 10.4. Траектория баллистической ракеты в вертикальной плоскости:

I—стартовый участок; *II*—участок выведения; *III*—участок выключения двигателя; *IV*—пассивный участок; *V*—участок торможения и стабилизации; *Ц*—цель.

Примерный вид траектории полета баллистической ракеты в вертикальной плоскости приведен на рис. 10.4.

Двигатель у такой ракеты работает только на начальном так называемом активном участке траектории (рис. 10.4, участок *OAB*). Вследствие работы двигателя скорость ракеты в процессе ее движения на активном участке непрерывно увеличивается. В конце этого участка (в точке *B*) двигатель выключается, и ракета далее летит по баллистической траектории с неработающим двигателем (остановленный двигатель часто сбрасывается).

Для ракет ближнего действия с небольшой высотой

полета траектория полета в вертикальной плоскости приближенно может считаться параболической (идентичной идеальной траектории артиллерийского снаряда). Дальность полета в этом случае соответствует формуле (10.2.2). Под величиной v_0 для баллистической ракеты следует понимать скорость ракеты в момент выключения двигателя, а под величиной γ_0 — угол наклона траектории (угол бросания) в этот момент.

При расчете дальности по формуле (10.2.2) предполагается, что ракета получает скорость v_0 в момент $t=0$, т. е. на поверхности Земли. На самом деле ракета получит эту скорость в точке $B(x_0, y_0)$.

Поэтому полная дальность полета баллистической ракеты в случае ее движения точно в плоскости $ox_{зм}y_{зм}$ будет представлять собой функцию четырех переменных [19]

$$L(x_0, y_0, v_0, \gamma_0) \qquad (10.2.4а)$$

или

$$L(R_0, \theta_0, v_0, \gamma_0), \qquad (10.2.4б)$$

где R_0 — наклонная дальность точки B от места старта ракеты;

θ_0 — соответствующий угол места (рис. 10.4).

Система управления дальностью полета баллистической ракеты должна обеспечить необходимое для полета на заданную дальность соотношение между скоростью v_0, углом наклона траектории γ_0 и координатами x_0, y_0 в момент остановки двигателя. В зависимости от различных факторов (изменений тяги двигателя, наличия внешних возмущений и т. д.) скорость и угол наклона траектории могут изменяться и соответственно точка выключения двигателя B должна перемещаться вдоль траектории в пределах небольшого наклонного отрезка, называемого участком выключения двигателя (рис. 10.4).

В принципе движение баллистической ракеты на активном участке эквивалентно движению снаряда в стволе орудия. Однако этот начальный участок траектории является криволинейным. Баллистические ракеты стартуют вертикально и в течение первых нескольких секунд движутся прямо вверх, быстро проходя наиболее плотные слои атмосферы. Эту часть активного участка траектории называют стартовым участком (на рис. 10.4

участок OA). Далее необходимо вывести ракету на баллистическую траекторию. Подобное выведение осуществляется на второй части активного участка (на рис. 10.4, участок AB). Необходимое изменение угла наклона траектории на участке AB обеспечивается с помощью системы программного управления. Отсчет углов в этой системе ведется от гировертикали. Программный механизм вырабатывает сигналы, смещающие потенциометр гироскопического датчика тангажа таким образом, что угол наклона траектории γ_c изменяется по заданной программе. Ракета поворачивается относительно неподвижной вертикали, описывая в плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$ кривую по заданному закону.

Угол наклона продольной оси ракеты к горизонту $\theta_т$, т. е. угол тангажа, будет функцией времени

$$\theta_т(t) \approx \gamma_c(t) + \alpha_a(t), \tag{10.2.5}$$

где α_a — угол атаки.

Практически возможные значения угла атаки у баллистических ракет обычно не превышают нескольких градусов, поэтому

$$\theta_т(t) \approx \gamma_c(t). \tag{10.2.6}$$

Угол $\theta_т(t)$ называют также программным углом, а закон изменения этого угла во времени — программой ракеты. На стартовом участке траектории $\theta_т = \frac{\pi}{2}$. В конце активного участка программный угол выдерживается постоянным и равным γ_0 с тем, чтобы обеспечить максимальную точность управления. В случае необходимости программное управление по тангажу для повышения точности выведения дополняется радиоуправлением [13, 19, 45].

Если программа ракеты обеспечивает выполнение условия (10.2.3), то значение необходимой скорости $v_{0н}$ при принятых выше допущениях для баллистических ракет ближнего действия определяется следующей формулой:

$$v_{0н} = \sqrt{gL_н}, \tag{10.2.7}$$

где $L_н$ — заданная дальность.

После прохождения активного участка ракета движется по баллистической траектории.

Весь участок полета по баллистической траектории (начиная с момента выключения двигателя и кончая моментом достижения цели) называют пассивным участком траектории (рис. 10.4, участок $BCDE$) или участком свободного полета. Первая часть пассивного участка траектории баллистической ракеты проходит за пределами плотных слоев земной атмосферы (рис. 10.4, участок BCD). На этом участке аэродинамические силы можно не учитывать. Ракета движется без определенной угловой ориентации. В точке C ракета достигает максимальной высоты полета $H_{макс}$.

Вторая часть пассивного участка проходит в более плотных слоях атмосферы (рис. 10.4, участок DE). Здесь имеют место торможение и аэродинамическая угловая стабилизация ракеты. Иногда на этом участке осуществляется дополнительное управление [45].

2. Эллиптические траектории. Траектории космических ракет и спутников Земли

Рассмотрим теперь общий случай движения баллистических ракет дальнего действия и космических ракет, когда высота и дальность полета настолько велики, что Землю уже нельзя считать плоской. В этом случае направление вектора ускорения силы тяжести в системе координат O; $x_{зм}$; $y_{зм}$; $z_{зм}$ (рис. 10.5), начало которой совпадает с точкой старта, будет изменяться в процессе полета, так как этот вектор всегда направлен к центру Земли. Кроме того, в подобном случае необходимо учитывать и изменение (уменьшение) ускорения силы тяжести с высотой.

Поскольку для баллистических ракет дальнего действия большая часть траектории проходит на больших высотах, то можно пренебречь аэродинамическими силами, действующими на ракету.

Задача определения траектории ракеты в такой постановке совпадает с задачей определения траектории свободно летящего космического тела (задача Кепплера).

Можно показать (например, [19]), что в зависимости от значения начальной скорости полета v_0 и на-

чального угла наклона γ_0, траектории баллистической ракеты при полете в поле земного тяготения за пределами земной атмосферы могут представлять собой кривые второго порядка: окружность, эллипс, параболу или гиперболу.

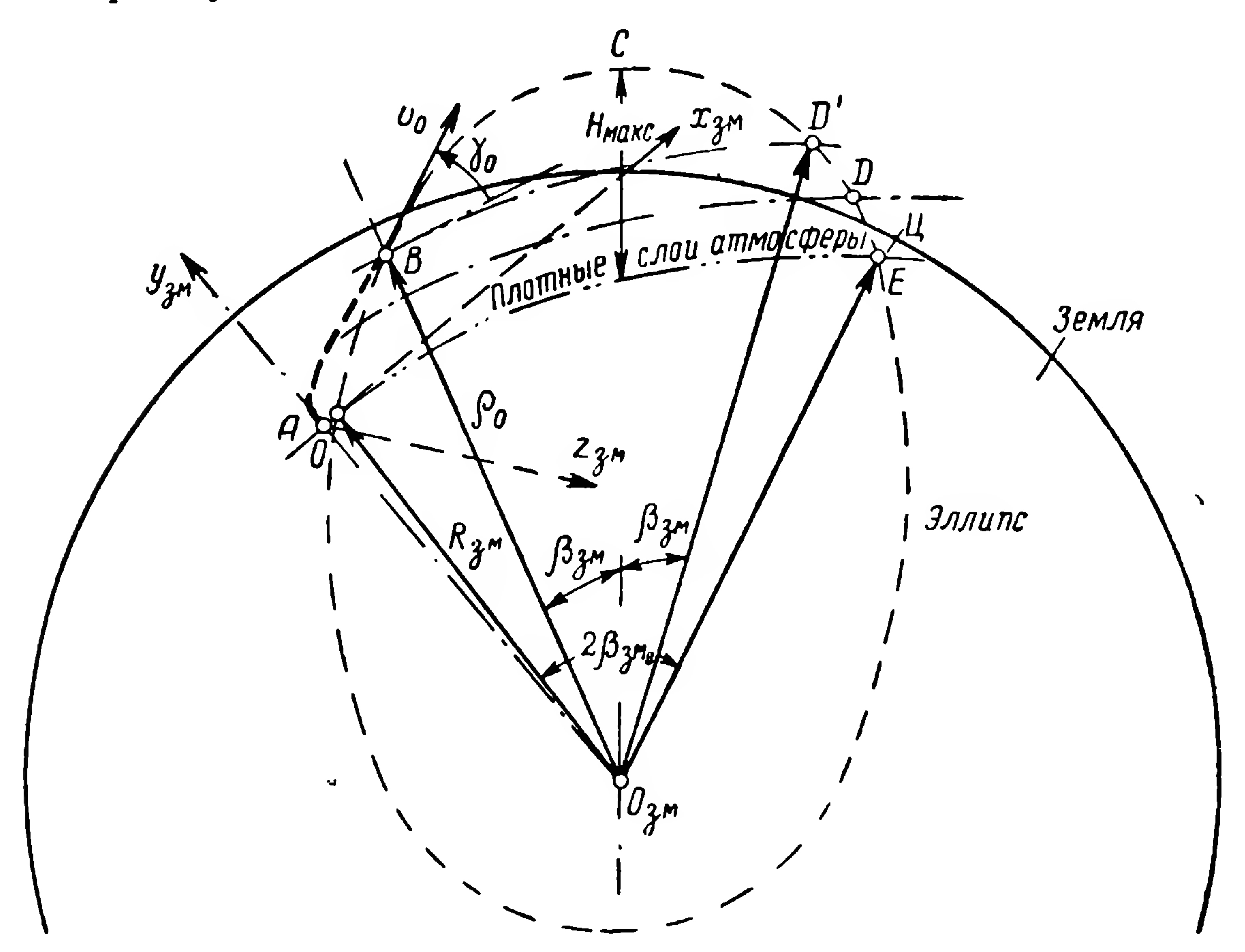


Рис. 10.5. Эллиптическая траектория ракеты.

Независимо от угла наклона вектора начальной скорости траектория будет иметь форму эллипса, если

$$v_0 < \sqrt{\frac{2gR_{зм}^2}{\rho_0}}, \tag{10.2.8}$$

где $R_{зм}$ — радиус Земли;

ρ_0 — расстояние от центра Земли до ракеты в момент выключения двигателя;

g — ускорение силы тяжести.

Полет по окружности будет только в том случае, когда $\gamma_0 \approx 0$ и начальная скорость полета

$$v_0 = \sqrt{\frac{gR_{зм}^2}{\rho_0}} = v_1, \tag{10.2.9}$$

где v_1 — круговая или первая космическая скорость (при $R_{зм} \approx \rho_0$ скорость $v_1 \approx 8000$ *м/сек*).

Полет по параболической траектории будет иметь место при

$$v_0 = \sqrt{\frac{2gR_{зм}^2}{\rho_0}} = v_2, \qquad (10.2.10)$$

где v_2 — вторая космическая скорость (при $R_{зм} = \rho_0$ получим $v_2 \approx 11\,200$ *м/сек*).

Вторую космическую скорость иногда называют параболической. При начальной скорости, удовлетворяющей условию $v_2 \geqslant v_0 \geqslant v_1$, тело, брошенное с поверхности Земли, при определенных начальных углах наклона траектории на Землю не возвращается, но остается в поле тяготения Земли, т. е. становится ее спутником.

Гиперболическая траектория соответствует случаю

$$v_0 > \sqrt{\frac{2gR_{зм}^2}{\rho_0}}. \qquad (10.2.11)$$

Тело, брошенное с Земли при такой скорости, обратно не возвращается при любых начальных углах; преодолевая поле тяготения, оно выходит из сферы притяжения Земли.

Для баллистических ракет дальнего действия характерен случай, соответствующий условию (10.2.8). Следовательно, эти ракеты после выключения двигателя, т. е. начиная с точки B, движутся по эллипсу (рис. 10.5). После вхождения в плотные слои атмосферы в основном существенно изменится лишь скорость ракеты. Поэтому участок DE (рис. 10.5) в первом приближении также можно рассматривать как продолжение эллиптической кривой $BCД$.

Начальный активный участок траектории AB определяется программой выведения ракеты на баллистическую траекторию.

Дальность полета ракеты при эллиптической траектории (дальность вдоль поверхности Земли) удобно определять центральным углом $2\beta_{зм\,0}$, образованным полярными радиусами, проходящими через точки A и E.

На рис. 10.6 дан чертеж возможной эллиптической траектории в плоскости полета ракеты для случая, когда

длину активного участка AB можно считать пренебрежимо малой и полагать, что ракета приобретает скорость v_0 на уровне моря. Кроме этого, для простоты не будем учитывать влияние вращения Земли и ее сплюснутость *.

При подобных допущениях можно показать [70], что значение центрального угла $\beta_{зм}$ связано со значениями

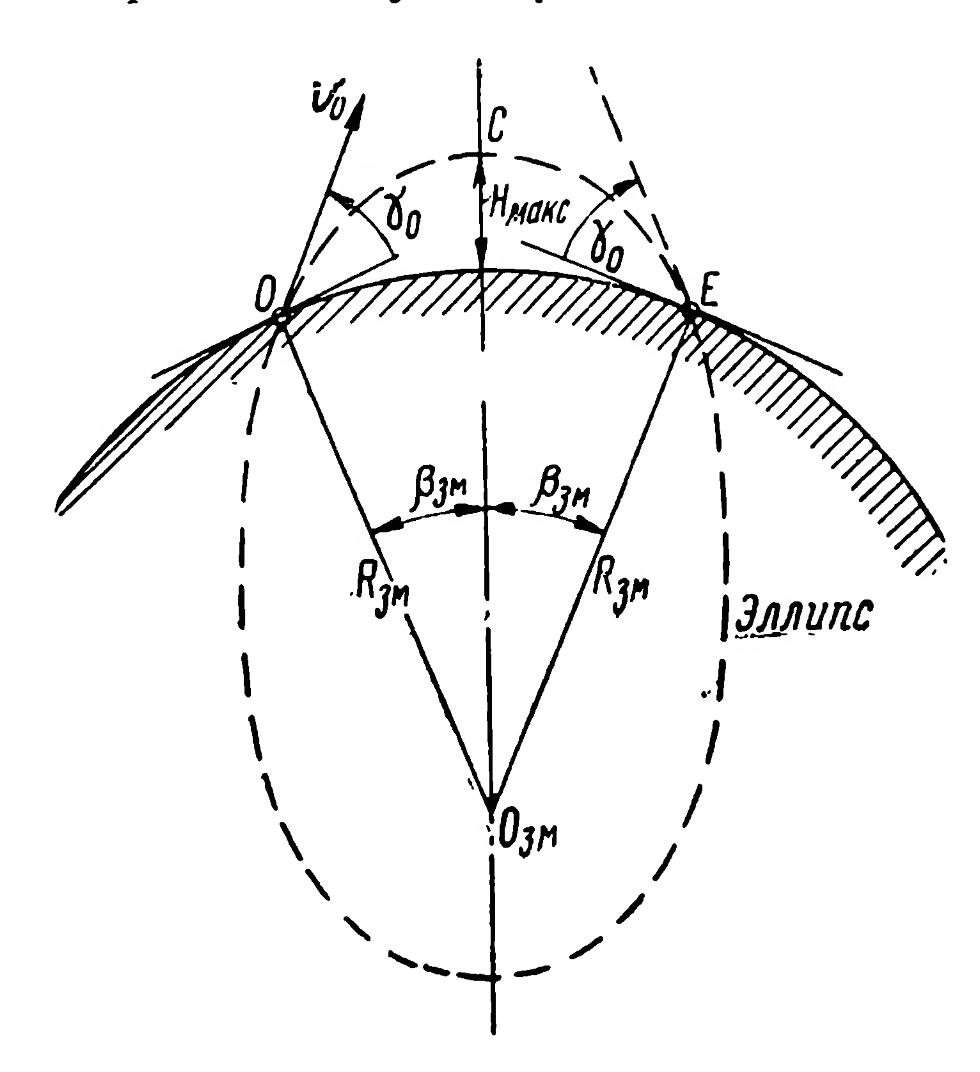


Рис. 10.6. Эллиптическая траектория в плоскости полета ракеты.

начальной скорости v_0 и начального угла γ_0 следующим соотношением:

$$\beta_{зм} = \operatorname{arctg}\left[\frac{\sin\gamma_0\cos\gamma_0}{\left(\frac{v_1}{v_0}\right)^2 - \cos^2\gamma_0}\right], \qquad (10.2.12)$$

где v_1 — первая космическая скорость, определяемая формулой (10.2.9).

---

* Рассмотрение задачи о траекториях баллистической ракеты с учетом местонахождения точки выключения двигателя выполнено в работе [123]. Строго говоря, вращение Земли также следует учитывать [19, 70, 123].

Дальность полета ракеты, отсчитываемая вдоль поверхности Земли, определяется формулой *

$$L = 2\beta_{зм} R_{зм}. \qquad (10.2.13)$$

Таким образом, эта дальность зависит только от значений v_0 и γ_0, т. е. от тех же величин, которые входят и в формулу (10.2.2).

При определенном значении угла γ_0 дальность полета становится максимальной. Анализируя уравнение (10.2.12), можно показать, что величина угла γ_0, соответствующая максимальной дальности, имеет следующее значение:

$$\gamma_0 = \gamma_{опт} = \operatorname{arctg} \sqrt{1 - \left(\frac{v_0}{v_1}\right)^2}. \qquad (10.2.14)$$

Соответственно максимальное значение центрального угла равно

$$\beta_{зм\,макс} = \arcsin \left[\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{v_0}{v_1}\right)^2}{1 - \frac{1}{2}\left(\frac{v_0}{v_1}\right)^2} \right]. \qquad (10.2.15)$$

Максимальную дальность вдоль поверхности Земли можно найти как

$$L_{макс} = 2R_{м} \arcsin \left[\frac{\frac{1}{2}\left(\frac{v_0}{v_1}\right)^2}{1 - \frac{1}{2}\left(\frac{v_0}{v_1}\right)^2} \right]. \qquad (10.2.16)$$

Заметим, что при малой начальной скорости $\left(\frac{v_0}{v_1} \ll 1\right)$ формула (10.2.14) совпадает с (10.2.3), а формула (10.2.16) с (10.2.2), если для последней выполняется условие (10.2.3). Максимальная высота подъема ракеты над поверхностью Земли $H_{макс}$ (рис. 10.6) при оптимальном угле бросания ($\gamma_0 = \gamma_{опт}$) будет равна [70]

$$H_{макс} = \frac{R_{зм}}{2} [\sin \beta_{зм\,макс} + \cos \beta_{зм\,макс} - 1]. \qquad (10.2.17)$$

* Строго говоря, с помощью формулы (10.2.12) определяется дальность не по поверхности Земли, а по сфере радиуса ρ_0 (рис. 10.5). Этим обстоятельством мы пренебрегаем, полагая $2\beta_{зм0} \approx 2\beta_{зм}$.

В заключение настоящего раздела остановимся коротко на задаче выведения спутника Земли на орбиту, а также на задаче запуска космических ракет.

Для обеспечения движения спутника по эллиптической орбите с заданной высотой перигея и апогея необходимо, чтобы в момент выхода на эту орбиту спутник имел такую скорость v_0 (направленную по касательной к орбите), которая соответствует данной точке орбиты.

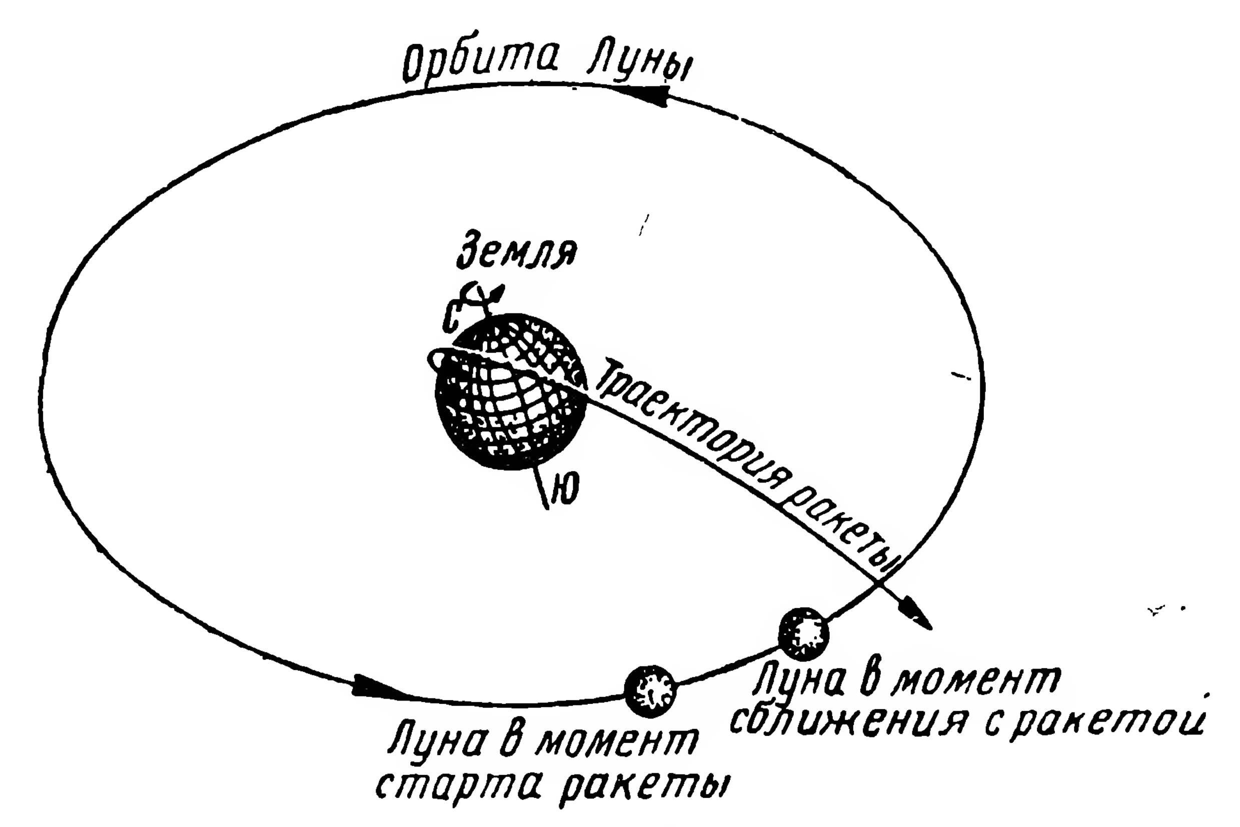


Рис. 10.7. Траектория движения первой советской космической ракеты.

Так, например, при выводе в точку перигея или апогея скорости соответственно должны иметь значения

$$v_{П}=\sqrt{\frac{k^2\rho_{А}}{a\rho_{П}}}, \qquad (10.2.18а)$$

$$v_{А}=\sqrt{\frac{k^2\rho_{П}}{a\rho_{А}}}, \qquad (10.2.18б)$$

где $\rho_{П}$ и $\rho_{А}$ — расстояния от центра Земли соответственно до точек перигея и апогея;

a — большая полуось эллиптической орбиты спутника;

$k^2 \approx \mu M_{зм}$;

μ — гравитационная постоянная Ньютона;

$M_{зм}$ — масса Земли.

Кроме того, необходимо также обеспечить заданное начальное направление вектора скорости.

При запуске космической ракеты необходимо, чтобы начальная скорость v_0 превысила вторую космическую скорость v_2.

На рис. 10.7 показана траектория движения первой советской космической ракеты, запущенной в сторону Луны. Эта траектория очень близка к гиперболе, для которой центр Земли является одним из ее фокусов. Траектория наиболее искривлена вблизи Земли и распрямляется с удалением от Земли.

На расстояниях от Земли порядка $1 \cdot 10^6$ *км* и более влиянием притяжения Земли можно пренебречь и считать, что ракета движется только под действием силы тяготения Солнца.

10.3. ОБЗОР ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БАЛЛИСТИЧЕСКИХ РАКЕТ

1. Характеристики рассеяния

В качестве критериев точности стрельбы баллистическими ракетами могут быть взяты дисперсии рассеивания σ_L^2 и σ_z^2 вдоль осей $x'_{зм}$ и $z'_{зм}$ (рис. 10.8), определяющие двумерный закон распределения ошибок попадания.

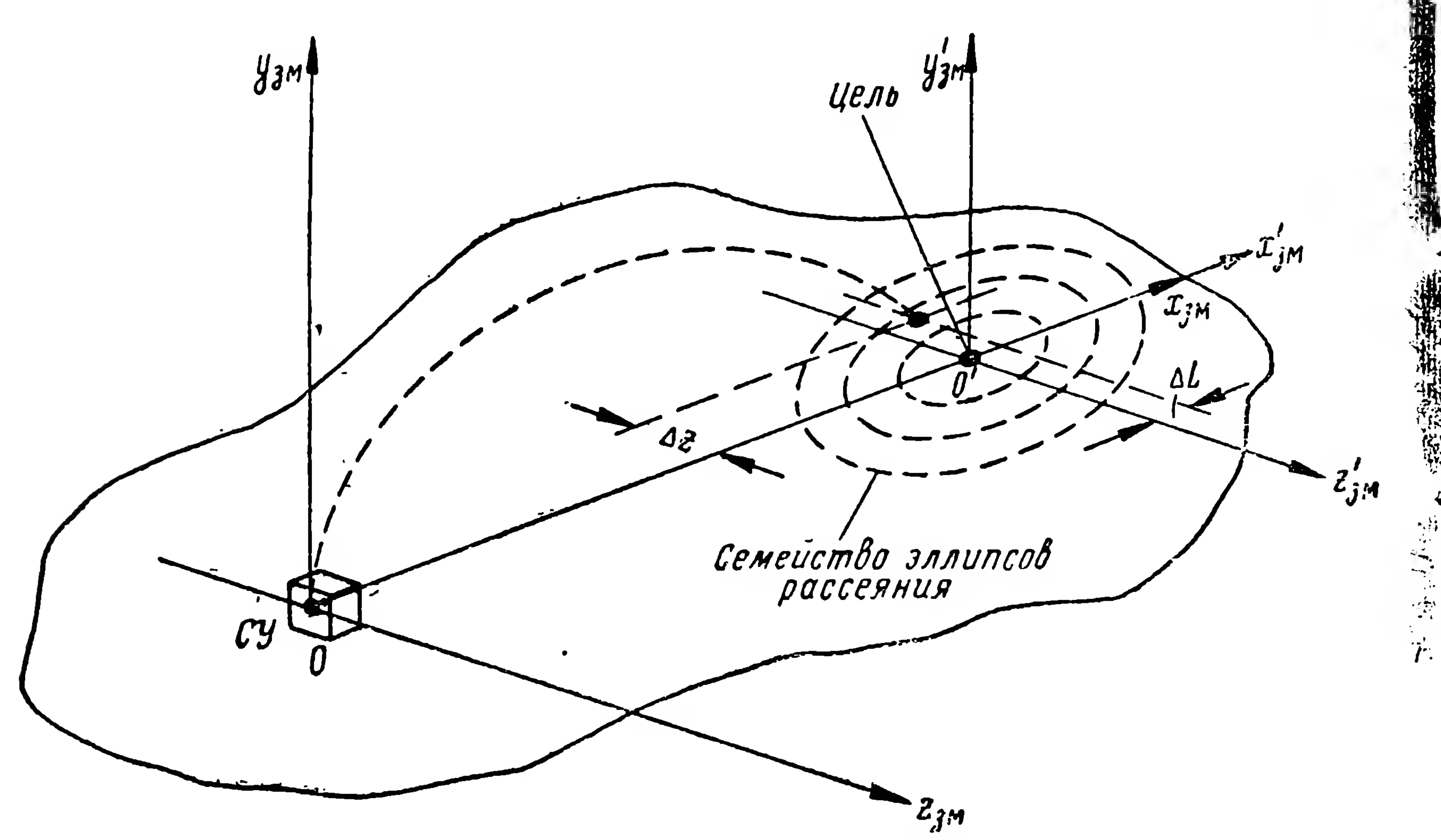


Рис. 10.8. Рассеивание при стрельбе баллистическими ракетами. СУ — стартовая установка.

Фактические значения рассеяния по дальности (среднеквадратического отклонения) σ_L и бокового рассеяния σ_z определяются ошибками выведения ракеты на баллистическую траекторию и возмущениями, действующими на ракету при выключении двигателя и последующем ее движении вдоль пассивного участка. Кроме того, как будет видно из дальнейшего, значение рассеяния зависит и от характеристик выбранной баллистической траектории. В дальнейшем рассматривается только рассеяние, определяемое ошибками выведения.

Точность выведения на траекторию определяется качеством системы управления на активном участке.

Для формулирования требований к системе управления необходимо установить связь между заданными значениями рассеяния σ_L, σ_z и ошибками выведения ракеты на траекторию.

2. Требования к радиосистемам управления дальностью

При рассмотрении задачи управления дальностью, как и выше, будем приближенно считать, что пассивный участок траектории начинается на поверхности Земли. В этом случае рассеяние по дальности будет определяться двумя факторами: неточностью выдерживания необходимой начальной скорости $v_{0\text{н}}$ (ошибка Δv) и неточностью необходимого начального угла $\gamma_{0\text{н}}$ (ошибка $\Delta\gamma$). Ошибка по дальности связана с ошибкой центрального угла $\Delta\beta_{\text{зм}}$ следующим соотношением:

$$\Delta L = 2R_{\text{зм}}\Delta\beta_{\text{зм}}. \qquad (10.3.1)$$

Ошибка $\Delta\beta_{\text{зм}}$ связана с ошибками по скорости Δv и по углу наклона траектории $\Delta\gamma$ следующим приближенным соотношением:

$$\Delta\beta_{\text{зм}} \approx \frac{\partial\beta_{\text{зм}}}{\partial v_0}\Delta v + \frac{\partial\beta_{\text{зм}}}{\partial\gamma_0}\Delta\gamma. \qquad (10.3.2)$$

Частные производные в этой формуле определяются параметрами выбранной траектории, а значения Δv и $\Delta\gamma$ — точностью системы управления. Полагая, что

ошибки Δv и $\Delta\gamma$ независимы, и учитывая равенство (10.3.1), получаем

$$\sigma_L^2 \approx 4\left(\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial v_0}\right)^2 \sigma_v^2 R_{зм}^2 + 4\left(\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial\gamma_0}\right)^2 \sigma_\gamma^2 R_{зм}^2, \qquad (10.3.3)$$

где σ_v^2 и σ_γ^2 — дисперсии ошибок измерения скорости и начального угла наклона траектории соответственно.

Значения производных находим путем дифференцирования обеих частей выражения (10.2.12). После соответствующих преобразований получим

$$\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial v_0} = \frac{4\sin^2\beta_{зм}}{\sin 2\gamma_0}\left(\frac{v_1}{v_0}\right)^2 \frac{1}{v_0} \qquad (10.3.4)$$

и

$$\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial\gamma_0} = \sin 2\beta_{зм}\left[\frac{1}{\operatorname{tg} 2\gamma_0} - \operatorname{tg}\beta_{зм}\right]. \qquad (10.3.5)$$

Заметим, что значение производной $\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial v_0}$ никогда не может быть равно нулю при $\beta_{зм} \neq 0$. Производная $\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial\gamma_0}$ будет равна нулю, если выполняется условие

$$\operatorname{tg}\beta_{зм} = \frac{1}{\operatorname{tg} 2\gamma_0}, \qquad (10.3.6)$$

которое равносильно условию (10.2.14), соответствующему полету на максимальную дальность. Этот случай является наивыгоднейшим.

Таким образом, при выполнении условия (10.2.14) или (10.3.6) ошибка по дальности в первом приближении не зависит от ошибок в установке угла γ_0; формула (10.3.2) упрощается и принимает вид

$$\Delta\beta_{зм} \approx \frac{\partial\beta_{зм}}{\partial v_0}\Delta v = \frac{4\sin^2\beta_{зм}}{\sin 2\gamma_0}\frac{v_1^2}{v_0^3}\Delta v. \qquad (10.3.7)$$

Переходя от угловых ошибок $\Delta\beta_{зм}$ к линейным ΔL, для среднеквадратических значений получаем

$$\sigma_L = 2R_{зм}\frac{4\sin^2\beta_{зм}}{\sin 2\gamma_0}\frac{v_1^2}{v_0^3}\sigma_v. \qquad (10.3.8)$$

Расчет допустимых ошибок по скорости и углу $\left(\frac{\sigma_v}{v_0} \text{ и } \sigma_\gamma\right)$ может быть выполнен по следующим формулам:

$$\frac{\sigma_v}{v_0} = \frac{1}{2R_{зм} \frac{\partial \beta_{зм}}{\partial v_0}} \frac{\sigma_L}{v_0}, \tag{10.3.9}$$

$$\sigma_\gamma = \frac{1}{2R_{зм} \frac{\partial \beta_{зм}}{\partial \gamma_0}} \sigma_L. \tag{10.3.10}$$

В табл. 10.1 в качестве примера (цифры взяты из [70, 72, 124, 125]) приведены значения начальных скоростей, производных и необходимых точностей измерения скорости и начального угла наклона траектории, соответствующих рассеянию по дальности в одну тысячную дистанции при стрельбе на дальность $L_н = 8045$ *км* ($\sigma_L = 8$ *км*). Расчет произведен для случая стрельбы под оптимальным углом $\gamma_{0н} = \gamma_{опт}$ и под углом $\gamma_{0н} = 45°$. Заметим, что допустимые ошибки выдерживания начальной необходимой скорости $v_{0н}$ и начального необходимого угла наклона траектории $\gamma_{0н}$ обычно весьма невелики, в силу чего

Таблица 10.1

γ_0, *град*	v_0, *м/сек*	Коэффициент ошибки		Допустимая ошибка	
		$2R_{зм}\frac{d\beta_{зм}}{dv_0}$, *км сек/м*	$2R_{зм}\frac{\partial\beta_{зм}}{\partial\gamma_0}$, *км/мрад*	$\frac{\sigma_v}{v_0}$	σ_γ, *рад**
27($\gamma_0 = \gamma_{опт}$)	6 800	4,37	0	$2,7 \cdot 10^{-4}$	—
45	7 250	2,86	—8,86	$3,85 \cdot 10^{-4}$	$\sim 1 \cdot 10^{-3}$

* Расчет ошибки σ_γ производится при условии, что ошибки измерения скорости отсутствуют.

$$v_0 = v_{0н} + \Delta v \approx v_{0н},$$

$$\gamma_0 = \gamma_{0н} + \Delta\gamma \approx \gamma_{0н}.$$

Поэтому в дальнейшем индекс «н» в обозначениях опускается.

Таким образом, для обеспечения дальности полета баллистической ракеты на 8045 *км* (с заданной точностью в 8 *км*) прежде всего необходимо с высокой точностью, порядка $(3 \div 4) \cdot 10^{-4}$, контролировать скорость полета на участке выключения двигателя.

Требования к точности контроля угла наклона траектории в рассмотренном примере при $\gamma_0 = 45^\circ$ также оказываются достаточно жесткими. Необходимая точность контроля этого угла должна составлять $1 \cdot 10^{-3}$ *рад* при условии, что ошибки измерения скорости отсутствуют.

Скорость v_0 и угол γ_0 должны измеряться за достаточно короткий отрезок времени. На активном участке ракета летит с определенным, в первом приближении постоянным по величине, тангенциальным ускорением $w_т$ [19]. Следовательно, скорость полета ракеты за некоторый небольшой промежуток времени Δt изменяется на величину

$$\Delta v_{\Delta t} = w_т \Delta t \tag{10.3.11}$$

или в относительных значениях

$$\frac{\Delta v_{\Delta t}}{v_0} = \frac{w_т}{v_0} \Delta t, \tag{10.3.12}$$

откуда следует, что время, необходимое для измерения скорости, не должно превышать значения, которое определяется следующим равенством:

$$\Delta t_0 = \left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_{\Delta t} \frac{v_0}{w_т}, \tag{10.3.13}$$

где $\left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_{\Delta t}$ — допустимая ошибка измерения скорости, определяемая инерционностью системы управления дальностью.

Оценим возможный порядок допустимой величины интервала времени Δt_0.

Примем, что допустимое значение ошибки измерения скорости $\left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_{\Delta t}$ не должно превышать, например, 20% от необходимой точности контроля скорости $\left(\frac{\sigma_v}{v_0}\right)_{доп}$. Тогда

$$\left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_{\Delta t} \approx 0{,}2 \left(\frac{\sigma_v}{v_0}\right)_{доп} \approx 0{,}2 \cdot (3 \div 4) \cdot 10^{-4} \approx$$
$$\approx (0{,}6 \div 0{,}8) \cdot 10^{-4}.$$

В подобных условиях, если, например, $v_0 = 8$ *км/сек*, а $w_т = 8g$, по формуле (10.3.13) получим

$$\Delta t_0 = (0,6 \div 0,8) \cdot 10^{-4} \cdot \frac{8 \cdot 10^3}{80} = (6 \div 8) \text{ мсек}, \qquad (10.3.14а)$$

следовательно, полоса пропускания радиосистемы управления дальностью должна быть равна

$$\Delta F_v \gtrsim \frac{1}{\Delta t_0} \approx 125 \div 170 \text{ гц}. \qquad (10.3.14б)$$

Таким образом, быстродействие этой системы требуется весьма высокое. Снизить необходимое быстродействие возможно путем введения соответствующих поправок, рассчитываемых на основе известного закона изменения ускорения $w_т$.

В процессе выведения ракеты на траекторию параметры траектории (скорость, угол наклона траектории и дальность до ракеты) могут контролироваться радиотехническими средствами. Следовательно, в состав системы радиоуправления должны входить соответствующие угломерные и дальномерные устройства.

Кроме того, в систему радиоуправления также должен входить радиоканал разовой команды, передача которой обеспечит остановку двигателя. Остановка двигателя является существенным возмущением условий полета ракеты, в результате которого может возникнуть недопустимое искажение траектории. Поэтому остановка двигателя (даже для ракет ближнего действия) обычно происходит в два этапа. На первом этапе в несколько раз снижается тяга двигателя, а на втором он окончательно останавливается. Вследствие этого требуется две или более разовых радиокоманд [13].

Кроме контроля скорости и угла наклона траектории, при управлении дальностью необходимо также контролировать местоположение ракеты в пространстве: текущие координаты x_c и y_c или текущие дальность R_c и угол места θ_c [в точке выключения двигателя $x_c = x_0$; $y_c = y_0$; $R_c = R_0$ и $\theta_c = \theta_0$; (рис. 10.4)]. Требования к точности контроля этих величин являются несколько менее жесткими [70, 72, 123].

3. Требования к радиосистемам бокового управления

Рассмотрим теперь задачу бокового управления движением баллистической ракеты на активном участке траектории.

Если не учитывать вращения Земли, то траектория полета ракеты должна лежать в вертикальной плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$ (рис. 10.5), в которой находятся точка выключения двигателя *В* и цель *Ц*.

Следовательно, проекция траектории полета на горизонтальную плоскость $Ox_{зм}z_{зм}$ будет представлять собой прямую линию, т. е. вектор скорости ракеты $\mathbf{v}_0$ должен лежать в вертикальной плоскости $O_{зм}x_{зм}y_{зм}$.

Практически, подобное условие может быть выполнено только с определенной точностью. Если система бокового управления работает с ошибками, то угол визирования ракеты ψ_c будет отличен от нуля (на рис. 10.9,*а* отмечено значение этого угла в точке выключения двигателя $\psi_c=\psi_0$). При этом в точке выключения двигателя будет иметь место определенный «снос» ракеты z_0 в ту или иную сторону от плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$. Кроме того, вследствие неточности работы системы бокового управления вектор скорости $\mathbf{v}_0$ в точке выключения двигателя может быть направлен по отношению к плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$ под некоторым углом η_v (рис. 10.9,*б*).

При наличии бокового «сноса» ракета после выключения двигателя полетит не по траектории *BE* (рис. 10.9,*а*), лежащей в плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$, а по траектории *B′E′*. Возникнет боковое отклонение $z_ф$ места падения ракеты от места нахождения цели, т. е. от точки *E*.

Установим зависимость этого отклонения от величины угла визирования ракеты ψ_0, причем величину этого угла будем считать достаточно малой. Тогда согласно рис. 10.9,*а* находим

$$z_0 \approx R_0\psi_0.$$

Решая совместно сферические треугольники *O′EE′* и *O′Q′Q″*, получаем

$$z_ф \approx z_0 \cos 2\beta'_{зм}, \qquad (10.3.15а)$$

где $2\beta'_{зм}$ — угловая дальность от точки выключения двигателя до места падения.

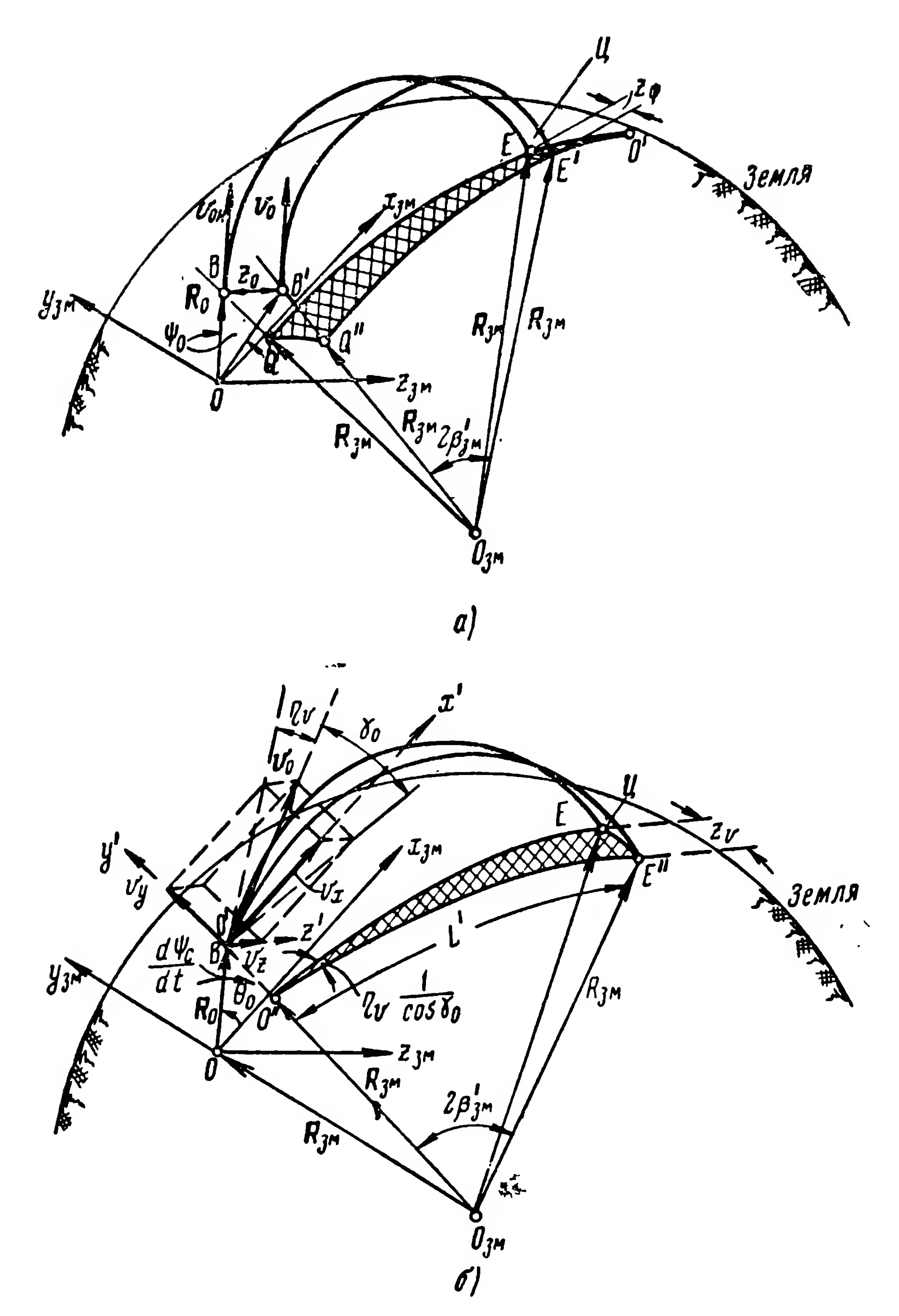


Рис. 10.9. К определению величины бокового отклонения: *а* — боковое отклонение из-за смещения точки выключения двигателя; *б* — боковое отклонение из-за наличия боковой скорости v_z.

Учитывая предыдущее равенство, имеем

$$z_\psi \approx R_0 \psi_0 \cos 2\beta'_{зм}. \qquad (10.3.15б)$$

Таким образом, в наихудшем случае

$$z_\psi \approx R_0 \psi_0. \qquad (10.3.15в)$$

При наличии угла η_v между вектором скорости $\mathbf{v}_0$ и плоскостью $Ox_{зм}y_{зм}$ ракета после выключения двигателя полетит не по траектории BE (рис. 10.9,*б*), лежащей в плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$, а по траектории BE''. Возникнет боковое отклонение z_v.

Величину этого отклонения найдем, решая сферический треугольник $O''EE''$. Из рассмотрения этого треугольника следует

$$z_v \approx R_{зм}\eta_v \frac{\sin 2\beta'_{зм}}{\cos \gamma_0}. \qquad (10.3.16а)$$

С другой стороны,

$$\eta_v \approx \frac{v_z}{v_0},$$

где v_z — составляющая вектора скорости, перпендикулярная плоскости $Ox_{зм}y_{зм}$.

Таким образом, формула (10.3.16а) приводится к следующему виду:

$$z_v \approx R_{зм}\frac{v_z}{v_0}\frac{\sin 2\beta'_{зм}}{\cos \gamma_0}. \qquad (10.3.16б)$$

Значение боковой составляющей скорости v_z определяется соотношением (рис. 10.9,*б*)

$$v_z \approx R_0 \frac{d\psi_c}{dt}. \qquad (10.3.17)$$

Следовательно, выражение (10.3.16б) окончательно может быть записано следующим образом:

$$z_v \approx R_{зм}R_0 \frac{1}{v_0}\frac{d\psi_c}{dt}\frac{\sin 2\beta'_{зм}}{\cos \gamma_0}. \qquad (10.3.16в)$$

Для относительно небольших дальностей (или очень больших дальностей) $\sin 2\beta'_{зм} \approx 2\beta'_{зм}$ и, следовательно,

$$z_v \approx R_0 L' \frac{1}{v_0}\frac{d\psi_c}{dt}\frac{1}{\cos \gamma_0}, \qquad (10.3.16г)$$

где L' — фактическое значение дальности полета от точки выключения двигателя

$$L' = R_{зм} 2\beta'_{зм}. \qquad (10.3.18)$$

При переходе к среднеквадратическим значениям ошибок из формул (10.3.15в) и (10.3.16г) имеем

$$\sigma_{z_\psi} \approx R_0 \sigma_\psi, \tag{10.3.19а}$$

$$\sigma_{z_v} \approx R_0 \frac{L'}{v_0} \frac{1}{\cos\gamma_0} \sigma_{\dot{\psi}}, \tag{10.3.19б}$$

где σ_{z_ψ} — среднеквадратическое значение бокового рассеяния, определяемого наличием начального „сноса" z_0;

σ_{z_v} — среднеквадратическое значение бокового рассеяния, возникающего при наличии боковой составляющей вектора скорости v_z;

σ_ψ и $\sigma_{\dot{\psi}}$ — среднеквадратические значения ошибок контроля угла визирования ψ_0 и производной этого угла $\dot{\psi}_c = \frac{d\psi_c}{dt}$.

Приведем примерный расчет требуемой точности контроля значений ψ_0 и $\dot{\psi}_c$ в радиосистеме бокового управления.

Положим, что при наличии начального бокового „сноса" или при наличии боковой составляющей скорости, боковое рассеяние не должно превышать значений, равных 10^{-3} от заданной дальности стрельбы $L_н$, т. е.

$$\frac{\sigma_{z_\psi}}{L_н} \leqslant 1 \cdot 10^{-3}, \tag{10.3.20а}$$

$$\frac{\sigma_{z_v}}{L_н} \leqslant 1 \cdot 10^{-3}. \tag{10.3.20б}$$

Расстояние до точки выключения двигателя R_0 примем равным 5—10% от дальности стрельбы [70], т. е.

$$\frac{R_0}{L_н} \approx 0{,}05 \div 0{,}1. \tag{10.3.21а}$$

В связи с этим приближенно можно считать

$$L' \approx L_н. \tag{10.3.21б}$$

Используя формулу (10.3.19а) и учитывая соотношения (10.3.20а) и (10.3.21), получаем

$$\sigma_\psi \approx \frac{\sigma_{z_\psi}}{R_0} \approx 1 \cdot 10^{-3} \frac{L_н}{R_0} \approx (1 \div 2) \cdot 10^{-2}.$$

Таким образом, для принятых условий необходимая точность контроля угла визирования ψ_0 является относительно невысокой.

Оценим теперь необходимую точность контроля производной угла визирования $\dot{\psi}_c$. Из формулы (10.3.19б) имеем

$$\sigma_{\dot{\psi}} \approx \frac{v_0}{L'} \frac{L_н}{R_0} \frac{\sigma_{z_v}}{L_н} \cos\gamma_0.$$

Полагая $\cos\gamma_0 \approx 1$ и учитывая соотношения (10.3.20б) и (10.3.21), получаем

$$\sigma_{\dot{\psi}} \approx \frac{v_0}{L_н} \cdot (1 \div 2) \cdot 10^{-2}.$$

Возможный порядок значений отношения $\frac{v_0}{L_н}$ можно установить, например, с помощью формул (10.2.12) и (10.2.13). Из анализа этих формул имеем

$$\frac{v_0}{L_н} \approx 1 \cdot 10^{-3}\ сек^{-1}.$$

Следовательно, необходимая точность измерения производной угла визирования должна быть равна

$$\sigma_{\dot{\psi}} \approx (1 \div 2) \cdot 10^{-5}\ рад/сек$$

или

$$\sigma_{\dot{\psi}} = (2 \div 4)\ угл.\ сек/сек.$$

Таким образом, требования к точности измерения угловой скорости оказываются значительно более жесткими, чем требования к точности измерения угла. В связи с этим может оказаться целесообразным изменить исходные требования к точности и вместо (10.3.20) задать их, например, следующим образом:

$$\frac{\sigma_{z_\psi}}{L_н} \leqslant 1 \cdot 10^{-4}, \qquad (10.3.20в)$$

$$\frac{\sigma_{z_v}}{L_н} \leqslant 2 \cdot 10^{-3}. \qquad (10.3.20г)$$

В этом случае необходимые точности измерений будут иметь значения

$$\sigma_{\varphi} \approx (1 \div 2) \cdot 10^{-3}\ \text{рад}, \qquad (10.3.22\text{а})$$

$$\sigma_{\dot{\varphi}} \approx (2 \div 4) \cdot 10^{-5}\ \text{рад/сек} \qquad (10.3.22\text{б})$$

или

$$\sigma_{\dot{\varphi}} \approx (4 \div 8)\ \text{угл. сек/сек}.$$

В дальнейшем будем считать, что измерительные радиозвенья систем бокового управления должны примерно удовлетворять условиям (10.3.22).

В заключение настоящего раздела необходимо отметить, что принятое выше пренебрежение вращением Земли как при рассмотрении рассеяния по дальности, так и при рассмотрении бокового рассеяния вполне допустимо, поскольку значения производных (коэффициентов ошибок) для вращающейся и невращающейся Земли изменяются несущественно [70, 123].

4. Требования к радиосистеме выведения спутника Земли на орбиту

Уравнение движения спутника по эллиптической орбите так же, как и уравнение движения баллистической ракеты при $v_0 < v_2$, есть уравнение эллипса. Это уравнение может быть записано в следующем виде [72]:

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{\rho_0}\left[1 + 2\sin^2\frac{\beta_\rho}{2}\left(\frac{k^2}{\rho_0 v_0^2 \sin\xi_v} - 1\right) - \sin\beta_\rho \operatorname{ctg}\xi_v\right], \qquad (10.3.23)$$

где ρ — текущий радиус орбиты (текущее значение расстояния от центра Земли);

ρ_0 — начальный радиус, соответствующий точке выхода на орбиту;

v_0 — начальная скорость;

β_ρ — текущий центральный угол;

ξ_v — угол между вектором начальной скорости и местной вертикалью;

k^2 — произведение гравитационной постоянной μ на массу Земли $M_{зм}$.

Основные геометрические соотношения поясняются рис. 10.10.

Ограничимся для простоты случаем, когда задана круговая орбита, для которой должно быть выполнено

$$\xi_v = \frac{\pi}{2}; \ \rho_0 v_0^2 = k^2 \text{ и } \rho = \rho_0 = \text{const}.$$

Вследствие возможных ошибок выведения спутника на орбиту фактическая траектория движения спутника

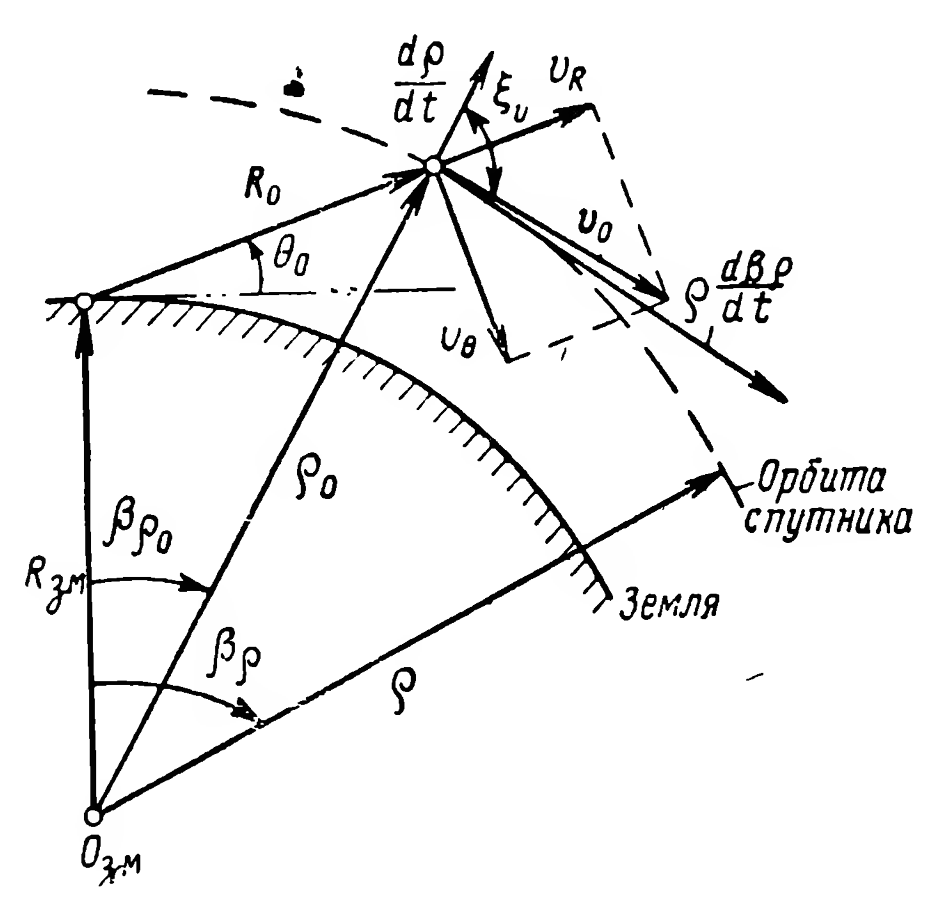


Рис. 10.10. Геометрические соотношения при выведении спутника Земли на орбиту.

будет несколько отличаться от круговой и значение текущего радиуса ρ будет функцией угла β_ρ.

Дифференцируя обе части формулы (10.3.23) по ρ_0, v_0 и ξ_v, находим зависимость ошибки радиуса ρ фактической орбиты от неточности выдерживания начальных условий, т. е. от неточности значений ρ_0, v_0, ξ_v.

Выполнив необходимые преобразования для случая $\xi_v = \frac{\pi}{2}$ и $\rho_0 v_0^2 = k^2$, получим

$$\frac{\partial\rho}{\partial\rho_0} = 1 + 2\sin^2\frac{\beta_\rho}{2}, \tag{10.3.24а}$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial v_0} = 4\rho_0\frac{1}{v_0}\sin^2\frac{\beta_\rho}{2}, \tag{10.3.24б}$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial\xi_v} = -\rho_0 \sin\beta_\rho. \qquad (10.3.24в)$$

Отклонение радиуса орбиты от номинального значения, равного ρ_0, определим как

$$\Delta\rho = \frac{\partial\rho}{\partial\rho_0}\Delta\rho_0 + \frac{\partial\rho}{\partial v_0}\Delta v + \frac{\partial\rho}{\partial\xi_v}\Delta\xi_v, \qquad (10.3.25)$$

где значения производных определяются формулами (10.3.24).

Подсчитаем для примера отклонение в точке орбиты, соответствующей значению центрального угла $\beta_\rho = \pi$.

При этом согласно (10.3.24)

$$\frac{\partial\rho}{\partial\rho_0} = 3; \quad \frac{\partial\rho}{\partial v_0} = 4\frac{\rho_0}{v_0}; \quad \frac{\partial\rho}{\partial\xi_v} = 0 \qquad (10.3.26а)$$

и соответственно

$$\Delta\rho = 3\Delta\rho_0 + 4\frac{\rho_0}{v_0}\Delta v. \qquad (10.3.26б)$$

Предположим, что начальные параметры орбиты ρ_0 и v_0 определяются с помощью радиотехнических средств. При этом, однако, непосредственно измеряются не величины ρ_0 и v_0, а дальность R_0 и угол места θ_0. После этого параметры ρ_0 и v_0 вычисляются из математических соотношений.

Из рассмотрения рис. 10.10 следует

$$\rho_0^2 = R_0^2 + R_{зм}^2 + 2R_{зм}R_0\sin\theta_0. \qquad (10.3.27)$$

Ошибку в определении радиуса ρ_0 получим, взяв дифференциалы от обеих частей этого равенства и переходя к конечным приращениям

$$\Delta\rho_0 = \frac{1}{\rho_0}\left[(R_0 + R_{зм}\sin\theta_0)\,\Delta R_c + \Delta\theta_c R_{зм} R_0 \cos\theta_0\right], \qquad (10.3.28)$$

где ΔR_c; $\Delta\theta_c$ — ошибки измерения дальности и угла места.

Погрешность определения скорости, обусловливаемая ошибками измерения, устанавливается следующим образом. Квадрат модуля скорости будет

$$v_0^2 = v_R^2 + v_\theta^2, \qquad (10.3.29)$$

где

$$v_\theta = R_0 \frac{d\theta_c}{dt}.$$

Взяв дифференциалы и переходя к конечным приращениям, имеем

$$\Delta v = \frac{1}{v_0} [v_R \Delta v_R + R_0 (\dot\theta_c)^2 \Delta R_c + R_0^2 \dot\theta_c \Delta\dot\theta_c], \qquad (10.3.30)$$

где $\dot\theta_c = \frac{d\theta_c}{dt}$;

$v_R = \dot R_c = \frac{dR_c}{dt}$;

Δv_R и $\Delta\dot\theta_c$ — ошибки определения производных измеряемых величин.

Для современных радиотехнических способов измерения дальности ошибка ΔR_c не велика и ее влияние на точность установления заданной орбиты спутника в первом приближении можно не учитывать [53, 72]. В подобном случае уравнения (10.3.28) и (10.3.30) принимают вид

$$\Delta\rho_0 \approx \frac{1}{\rho_0} R_{зм} R_0 \Delta\theta_c \cos\theta_0, \qquad (10.3.31а)$$

$$\Delta v \approx \frac{v_R \Delta v_R}{v_0} + \frac{R_0^2}{v_0} \dot\theta_c \Delta\dot\theta_c. \qquad (10.3.32а)$$

Считая ошибки измерения независимыми и переходя к среднеквадратическим значениям ошибок, получаем следующие соотношения:

$$\sigma_{\rho_0} \approx \frac{1}{\rho_0} \sigma_\theta R_{зм} R_0 \cos\theta_0, \qquad (10.3.31б)$$

$$\sigma_v \approx \sqrt{\left(\frac{v_R}{v_0}\right)^2 \sigma_{v_R}^2 + \left(\frac{R_0^2 \dot\theta_c}{v_0}\right)^2 \sigma_{\dot\theta}^2}, \qquad (10.3.32б)$$

где $\sigma_{\rho_0}^2$, σ_v^2 — дисперсии вычисленных величин ρ_0 и v_0; σ_θ^2, $\sigma_{\dot\theta}^2$, $\sigma_{v_R}^2$ — дисперсии измеренных величин θ_0, $\dot\theta_c = \frac{d\theta_c}{dt}$ и v_R соответственно.

Используя равенство (10.3.26б), получаем

$$\sigma_{\rho}^{2}=9\sigma_{\rho_0}^{2}+16\frac{\rho_0^2}{v_0^2}\sigma_v^2. \qquad (10.3.33)$$

Подставляя сюда значения σ_{ρ_0} и σ_v из выражений (10.3.31б) и (10.3.32б), находим

$$\sigma_{\rho}^{2}=9\left(\frac{R_{\text{зм}}R_0\cos\theta_0}{\rho_0}\right)^2\sigma_\theta^2+16\frac{\rho_0^2 v_R^2}{v_0^4}\sigma_{v_R}^2+$$

$$+16\frac{\rho_0^2}{v_0^4}(R_0^2\dot{\theta}_c)^2\sigma_{\dot{\theta}}^2. \qquad (10.3.34)$$

Для оценки порядка необходимых точностей измерения угла места θ_0, радиальной скорости v_R и угловой скорости $\frac{d\theta_c}{dt}$ рассмотрим пример выведения спутника на круговую орбиту, для которой высота $H=(\rho_0-R_{\text{зм}})=480$ *км.*

Будем считать, что точка выхода на орбиту находится от точки расположения средств радиовизирования ракеты-носителя на расстоянии $R_0=1600$ *км.*

Для принятой выше высоты полета это соответствует значению угла места $\theta_0=11°$ и начальному центральному углу $\beta_{\rho_0}=13°$.

Подсчитаем теперь примерные номинальные значения величин, входящих в формулу (10.3.34). Необходимое значение начальной скорости v_0 для круговой орбиты (первой космической скорости) при высоте полета 480 *км* найдем по формуле (10.2.9), полагая $R_{\text{зм}}\approx 6{,}37\times\times 10^6$ *м*; $\rho_0\approx 6{,}85\cdot 10^6$ *м*; $v_0=v_1\approx 7500$ *м/сек.*

Из рис. 10.10 найдем

$$\frac{v_R}{v_0}=\cos(\beta_{\rho_0}+\theta_0), \qquad (10.3.35а)$$

$$\frac{v_\theta}{v_0}=\frac{R_0\frac{d\theta_c}{dt}}{v_0}=\sin(\beta_{\rho_0}+\theta_0). \qquad (10.3.35б)$$

Следовательно, при $\beta_{\rho_0}=13°$ и $\theta_0=11°$ имеем $\frac{v_R}{v_0}\approx 0{,}91$; $R_0\frac{d\theta_c}{dt}=3034$ *м/сек.*

Подставляя значения параметров в формулу (10.3.34), получаем

$$\sigma_{\rho}^{2}=19\cdot10^{12}\sigma_{\theta}^{2}+11\cdot10^{6}\sigma_{v_R}^{2}+57{,}5\cdot10^{17}\sigma_{\dot\theta}^{2}. \qquad (10.3.36)$$

Предположим, что среднеквадратическое отклонение траектории в точке $\beta_{\rho}=\pi$ от заданной круговой орбиты σ_{ρ} не должно превышать 15 *км*. Допустим также, что составляющие этого отклонения, определяемые ошибками радиоизмерений и входящие в формулу (10.3.36), должны быть примерно одинаковы.

Тогда получим требования к точности системы измерения:

$$\sigma_{\theta}\approx2\cdot10^{-3}\ \textit{рад};\quad \sigma_{\dot\theta}\approx3{,}6\cdot10^{-6}\ \textit{рад/сек};$$
$$\sigma_{v_R}\approx2{,}6\ \textit{м/сек}.$$

Рассмотренные в настоящем параграфе соотношения позволяют выявить основные факторы, определяющие точность стрельбы баллистическими ракетами и выдерживание траекторий спутников Земли. Приведенные примеры позволяют также оценить требуемый порядок точности измерительных средств. В общем случае система управления должна обеспечить полный контроль всех основных параметров траектории ракеты. При этом точность контроля по радиальной скорости должна иметь порядок десятитысячных долей от номинальной и по угловым скоростям — порядка микрорадиан в секунду при точности контроля углов до одного миллирадиана. Контроль дальности до ракеты может осуществляться с ошибками, достигающими нескольких десятков метров.

При управлении космическими ракетами ставятся аналогичные задачи. Однако необходимая точность контроля вектора скорости или его составляющих может оказаться здесь еще более высокой. Наряду с контролем траектории ракеты путем измерения углов, дальности и скорости из одной точки на поверхности Земли может оказаться также целесообразным контролировать траекторию путем измерения суммы или разности расстояний от ракеты до нескольких фиксированных точек или разности пеленгов на эти точки.

10.4. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ТРАЕКТОРИИ БАЛЛИСТИЧЕСКИХ РАКЕТ

1. Основные методы радиоконтроля траектории

Параметры траектории измеряются путем радиовизирования ракеты с пункта управления. Вопросы радиовизирования снаряда в общем плане уже рассматривались в § 2.2. В настоящем разделе дается дальнейшее развитие этих вопросов, применительно к задачам контроля траектории баллистических и космических ракет и спутников Земли.

Радиовизирование ракеты осуществляется по радиосигналу, излучаемому бортовым радиопередающим устройством.

Системы контроля можно классифицировать как по методу модуляции радиосигнала, так и по характеру первоначальной информации, которая может быть получена с выхода радиосистемы.

Согласно первому признаку классификации, системы контроля можно разбить на следующие основные виды:

1. Амплитудные (для измерения углов).
2. Фазовые (для измерения углов и дальностей).
3. Допплеровские (для измерения радиальной скорости).
4. Временные импульсные (для измерения углов и дальностей).
5. Частотно-модулированные (для измерения дальностей).

По второму признаку классификации, системы контроля можно разделять на:

1. Радиосистемы измерения дальности.
2. Радиосистемы измерения радиальной скорости.
3. Радиосистемы измерения суммы дальностей от ракеты до двух фиксированных точек.
4. Радиосистемы измерения разности дальностей от ракеты до двух фиксированных точек.
5. Угломерные радиосистемы.
6. Радиосистемы измерения угловой скорости.

Кроме того, в дальнейшем будем также различать радиосистемы *непосредственного контроля параметров траектории* и радиосистемы *косвенного контроля*.

В системах непосредственного контроля все необходимые параметры траектории (расстояния, углы, скорости, разности расстояний, суммы расстояний) измеряются непосредственно радиовизиром, установленным, например, на поверхности Земли.

В системах косвенного контроля радиовизиром измеряются только параметры одного вида (например, только дальности или только углы). Остальные необходимые параметры траектории определяются расчетным путем. Как правило, в системах косвенного контроля должно использоваться несколько радиовизиров (измерительных пунктов), разнесенных на значительные расстояния. Результаты измерений из различных измерительных пунктов поступают в общий вычислительный центр, где и происходит определение недостающих параметров траектории.

2. Ошибки измерений, определяемые особенностями распространения радиоволн

В состав радиосистем визирования баллистических и космических ракет в общем случае будут входить две радиолинии: Земля—ракета и ракета—Земля. Работа этих линий будет существенно зависеть от условий распространения радиоволн через тропосферу и ионосферу, а также при определенных условиях и от уровня космических шумов.

Поэтому при рассмотрении вопросов применения радиотехнических методов для контроля траектории баллистических и космических ракет необходимо учитывать специфические особенности распространения радиоволн через ионосферу и тропосферу Земли, через космическое пространство, а также через ионосферы и тропосферы других планет. При определенных условиях существенное значение могут получить искажения принимаемого радиосигнала, обусловливаемые отражениями от различных планет и других космических тел.

Земная атмосфера является непрозрачной для большей части электромагнитного спектра. Для радиосвязи через атмосферу в работе [71] наиболее пригодным считается диапазон волн от 0,03 до 10 *м*. Более длинные волны затухают в ионосфере или отражаются от нее. Более короткие волны поглощаются газами, входящими

в состав атмосферы, а также водяными парами, облаками и т. д.

В работах [72, 74] наиболее приемлемыми для радиосвязи в космосе считаются частоты от 100 до 1 000 *Мгц*. Однако возможно использование и других диапазонов. Так, например, применение в аппаратуре наших первых спутников Земли частот в 20 и 40 *Мгц* позволило радиолюбителям всего мира следить за их полетом.

При измерении угла места и дальности в результате прохождения радиоволн через тропосферу и ионосферу

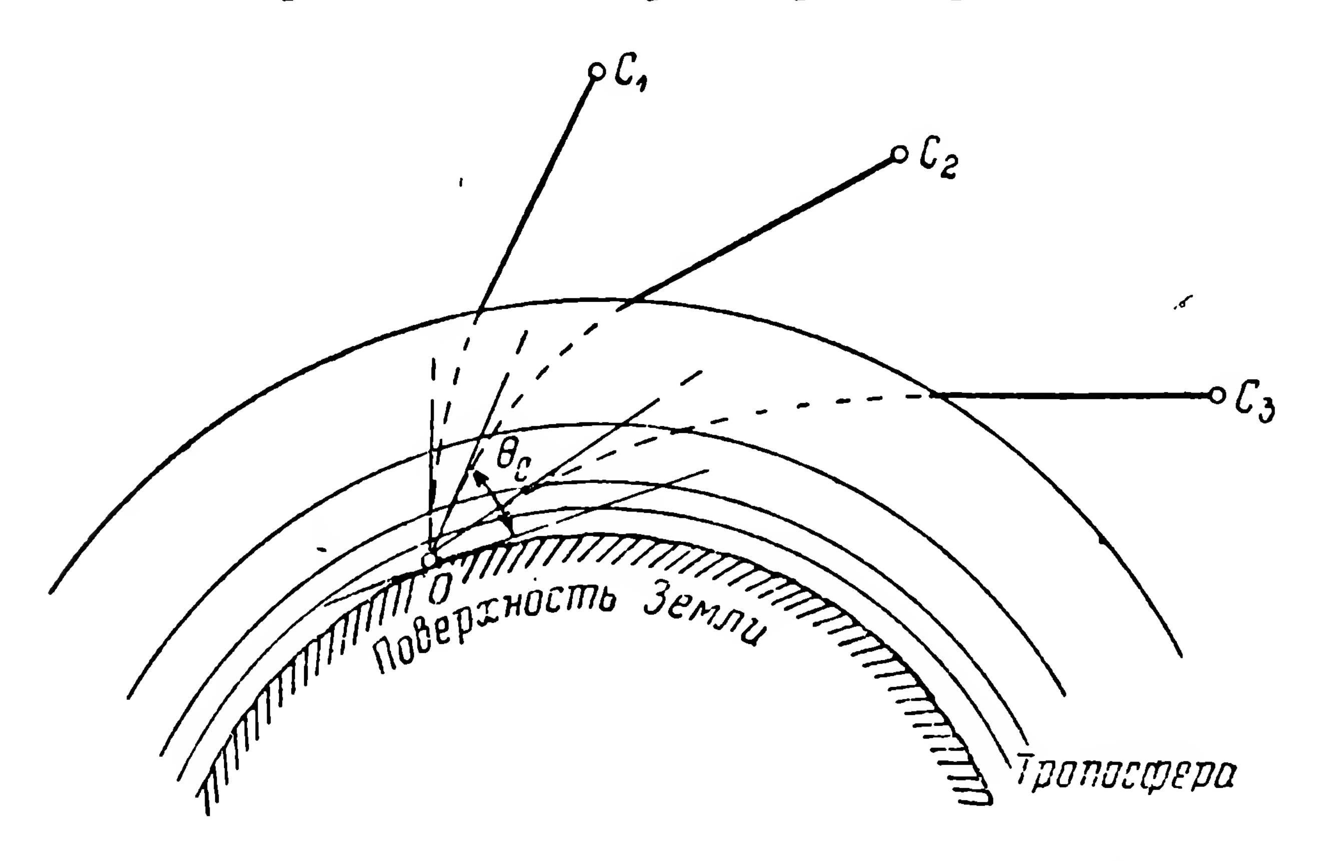


Рис. 10.11. Преломление радиоволн в тропосфере:

C_1, C_2, C_3 — различные положения визируемого объекта; O — точка расположения радиовизира.

могут возникнуть два вида ошибок: статические и флюктуационные.

Статическая ошибка измерения угла места, возникает из-за неоднородности тропосферы по вертикали (рис. 10.11).

При достаточно большой высоте визируемого объекта эта ошибка может быть подсчитана по следующей формуле [72]:

$$\Delta\theta_{\text{стат}} \approx (0{,}25 \div 0{,}4)\cdot 10^{-3} \operatorname{ctg} \theta_c \ \textit{мрад}, \qquad (10.4.1)$$

где θ_c — угол места, отсчитываемый от поверхности Земли.

Следовательно, для углов места около 10° эта ошибка будет иметь значение в 1,4—2,3 *мрад*.

Подобные ошибки, например, при запуске спутника Земли могут оказаться недопустимо большими.

Однако значение численного коэффициента в формуле (10.4.1) в момент измерения может быть определено достаточно точно. Поэтому введением соответствующих поправок ошибка $\Delta\theta_{\text{стат}}$ может быть практически уменьшена до небольших долей миллирадиана [72, 75].

Ошибка в измерении дальности возникает из-за изменения скорости распространения радиоволн в тропосфере. При этом статическая ошибка относительно невелика. В работе [72] принимается, что эта ошибка при $\theta_с = 10°$ не превышает 15 *м*. Так же, как и ошибка измерения угла места, статическая ошибка измерения дальности может быть уменьшена, по крайней мере, в несколько раз введением соответствующей поправки, учитывающей состояние атмосферы. Данные для вычисления поправки должны быть получены (например, с помощью радиозондов) непосредственно перед запуском ракеты.

Со статическими ошибками измерения азимута, возникающими из-за влияния тропосферы, практически можно не считаться. Обусловливается это тем, что изменения коэффициента преломления в горизонтальной плоскости достаточно малы.

Ошибки, возникающие при распространении через ионосферу, также связаны с изменениями коэффициента преломления $n_{\text{атм}}$.

Значение $n_{\text{атм}}$ при распространении через ионосферу зависит от несущей частоты f и может быть определено следующей формулой:

$$n_{\text{атм}} = \sqrt{1 - \frac{80N_e}{f^2}}, \qquad (10.4.2)$$

где N_e — концентрация электронов в ионосфере (количество электронов в 1 $м^3$). Рассматриваемый коэффициент преломления, а следовательно, и ошибки уменьшаются с повышением частоты.

В работах [72, 71] приводятся некоторые данные о статических ошибках измерения углов $\Delta\theta_{\text{стат}}$ и дальности $\Delta R_с$, обусловливаемых преломлением радиоволн при их распространении через ионосферу. Эти данные сведены в табл. 10.2. Из данных этой таблицы следует, что со статическими ошибками измерений, определяе-

мыми влиянием ионосферы, при условии выбора достаточно высоких частот практически можно не считаться.

Кроме преломления, при распространении радиоволн через ионосферу может также происходить поворот плоскости поляризации. Подобное обстоятельство требует применения приемных антенн с круговой поляризацией.

Значительно более существенными, чем статические, могут оказаться флюктуационные ошибки.

Таблица 10.2

Частота радиосигнала, *Мгц*	$\Delta\theta_{стат}$, *мрад* при $\theta_c = 20°$ и высоте 300 *км*	ΔR_c, *м* при $\theta_c = 90°$
100	5—10	18
1 000	0,05—0,1	0,18

Флюктуационные эффекты при распространении радиоволн через тропосферу и ионосферу возникают вследствие случайных изменений коэффициентов преломления во времени. Причиной этого могут быть случайные изменения давления, температуры и влажности атмосферы, а также флюктуации электронной и ионной концентрации в ионосфере. Особенно флюктуации коэффициентов преломления влияют на точность измерения угловых координат и угловых скоростей [72]. Флюктуационные ошибки могут быть уменьшены путем усреднения по времени.

Влияние тропосферы и атмосферы на радиосистему может рассматриваться как результат воздействия модулирующих помех (см. гл. 4).

При расчете радиоканалов, используемых в системах управления баллистическими и космическими ракетами, необходимо учитывать и помехи, суммирующиеся с сигналом. Такими помехами являются шумы Галактики (космические шумы) и собственные шумы радиоприемных устройств. На рис. 10.12 приведен график зависимости спектральной плотности космических шумов от частоты [76].

Спектральная плотность космических шумов с увеличением частоты уменьшается примерно пропорционально $1/f^{2,4}$.

На частотах около 100—150 *Мгц* плотность космических шумов имеет тот же порядок величин, что и плотность собственных шумов радиоприемных устройств. Поэтому частоты ниже 100—150 *Мгц* нецелесообразно применять и из-за большого уровня космических шумов [76].

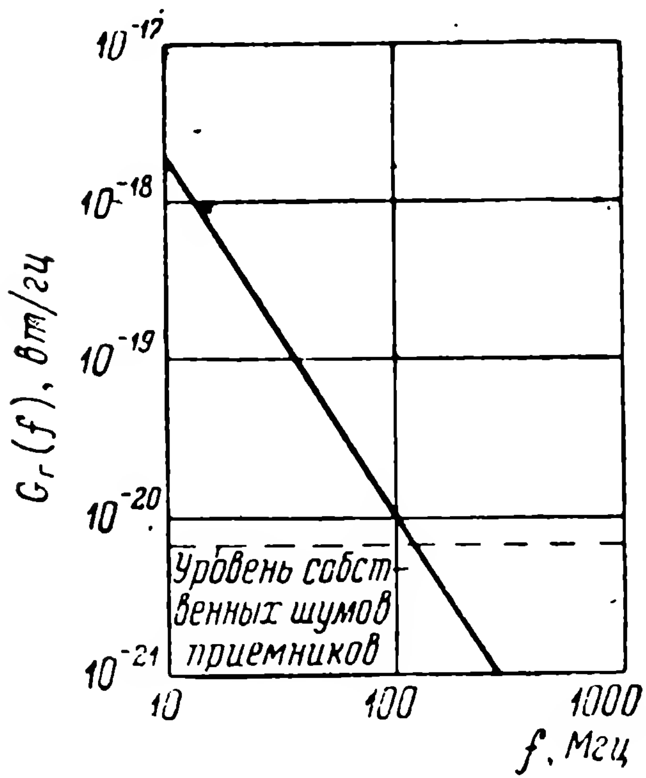


Рис. 10.12. Зависимость спектральной плотности космических шумов от частоты $G_г(f)$.

3. Основные соотношения в радиосистемах косвенного измерения параметров траектории

Рассмотрим некоторые примеры возможных радиосистем косвенного измерения.

Воспользуемся для этого рис. 10.13. На этом рисунке изображена радиосистема, включающая в себя три радиовизира, размещенных в точках C_1, C_2, C_3.

Положим, что база одной пары радиовизиров (например, C_1 и C_2) перпендикулярна базе другой пары (C_1 и C_3). Величины баз $Б_{13}$ и $Б_{12}$ примем одинаковыми, т. е. $Б_{12}=Б_{13}=Б$. Измерительной системой координат O; $x_и$; $y_и$; $z_и$ будем считать земную систему координат O; $x_{зм}$; $y_{зм}$; $z_{зм}$ (рис. 10.13). Азимутальный угол $\psi_{аз}$ отсчитывается от оси $Ox_{зм}$. Радиовизир C_1 примем за центральный; дальность до ракеты R_1 отсчитывается относительно этого радиовизира. Вращение Земли не учитывается.

Пусть радиовизирами измеряются только углы, определяющие направление на ракету (в земной системе координат). Необходимые для полного контроля траектории дальность и радиальная скорость, рассчитываются по известным углам.

Рассмотрим особенности такого построения системы косвенного измерения и оценим ее возможные точности.

Если каждый радиовизир будет измерять угловые координаты ракеты, то для определения дальности достаточно двух радиовизиров.

Радиальная скорость может быть получена дифференцированием по времени рассчитанной дальности.

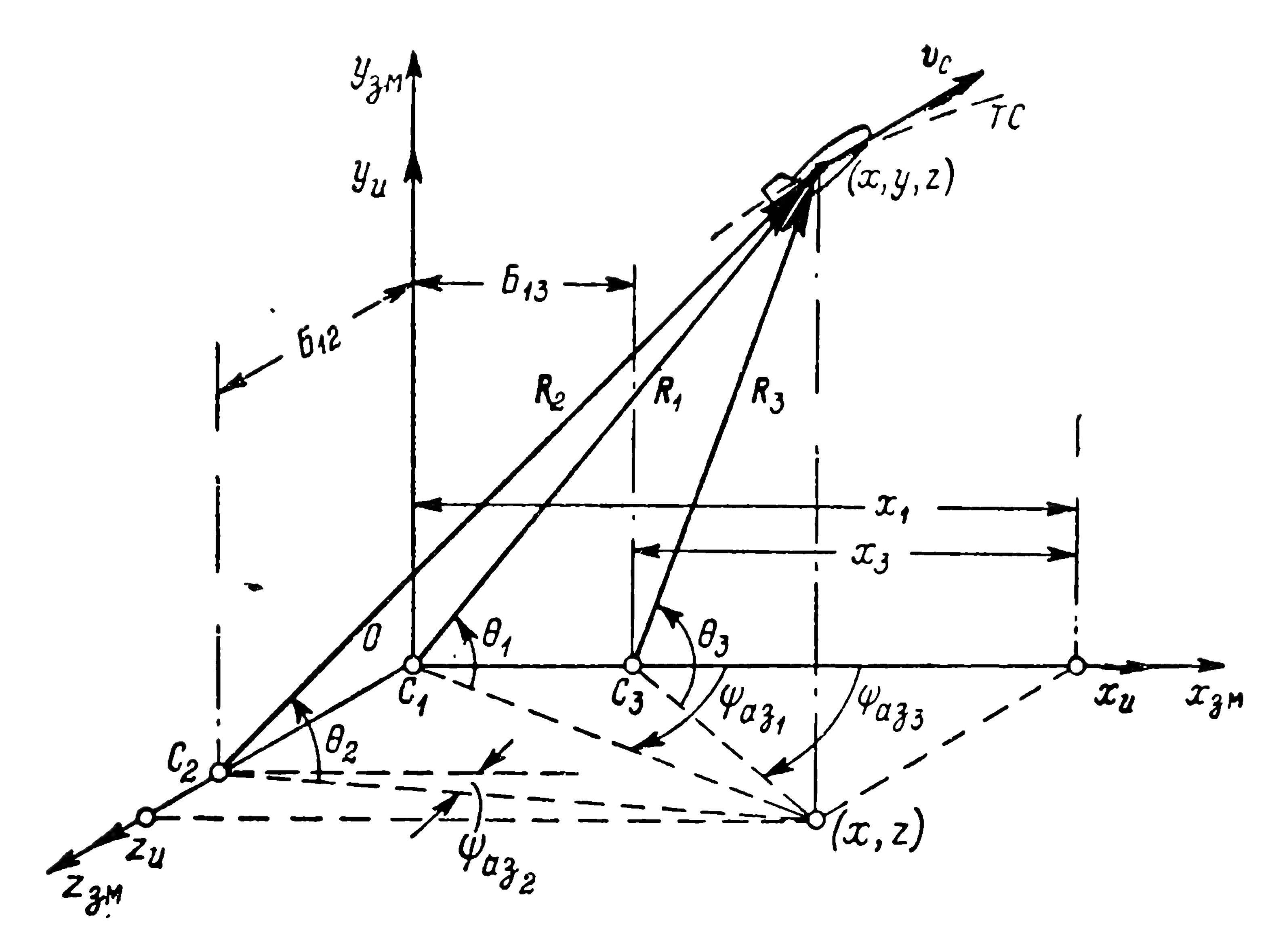


Рис. 10.13. Геометрические соотношения в радиосистеме косвенного измерения параметров траектории.

Предположим, что радиовизиры C_1 и C_3 измеряют угловые координаты θ_1, $\psi_{аз1}$ и θ_3, $\psi_{аз3}$ соответственно (рис. 10.13). Из рисунка найдем

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= R_1 \cos\theta_1 \cos\psi_{аз1}, \\ x_3 &= R_3 \cos\theta_3 \cos\psi_{аз3}, \\ x_3 &= x_1 - Б, \\ y &= y_1 = y_3 = R_1 \sin\theta_1 = R_3 \sin\theta_3, \end{aligned}\right\} \qquad (10.4.3)$$

где x_1; x_3; y — координаты ракеты в измерительных системах координат, имеющих начало в точках C_1 и C_3 соответственно.

Совместное решение уравнений (10.4.3) дает возможность определить дальность

$$R_1 = \frac{Б \operatorname{tg}\theta_3}{\cos\theta_1 (\operatorname{tg}\theta_3 \cos\psi_{аз1} - \operatorname{tg}\theta_1 \cos\psi_{аз3})}. \qquad (10.4.4)$$

Подсчитаем ошибку определения дальности, например, за счет ошибки измерения углов места, полагая для простоты, что ракета находится на оси $y_{зм}$, т. е.

$$\psi_{аз1}=\psi_{аз3}=0, \qquad (10.4.5)$$

$$\theta_1=\frac{\pi}{2}. \qquad (10.4.6)$$

Среднеквадратическую ошибку измерения дальности σ_{R1} найдем как

$$\sigma_{R_1}=\sqrt{\left(\frac{\partial R_1}{\partial\theta_1}\right)^2\sigma_{\theta_1}^2+\left(\frac{\partial R_1}{\partial\theta_3}\right)^2\sigma_{\theta_3}^2}, \qquad (10.4.7)$$

где σ_{θ_1}, σ_{θ_3} — среднеквадратические ошибки измерения углов θ_1 и θ_3.

Используя равенство (10.4.4) и полагая $\sigma_{\theta_1}=\sigma_{\theta_3}=\sigma_\theta$, получаем

$$\frac{\sigma_{R_1}}{R_1}=\sigma_\theta\sqrt{\frac{R_1^2}{Б^2}+\left(\frac{R_1}{Б}+\frac{Б}{R_1}\right)^2}. \qquad (10.4.8а)$$

Наименьшая ошибка в определении дальности получается при следующем условии:

$$\frac{R_1^2}{Б^2}=\frac{\sqrt{2}}{2}.$$

Следовательно,

$$\left(\frac{\sigma_{R_1}}{R_1}\right)_{мин}=\sigma_\theta\sqrt{2\sqrt{2}+2}=2{,}19\sigma_\theta. \qquad (10.4.8б)$$

Предположим, что ошибка измерения угла σ_θ в данном случае имеет примерно то же значение, которое требуется от угломерной системы, предназначенной только для измерения углов, т. е. $\sigma_\theta=1\cdot10^{-3}$ *рад*. Тогда наилучшая точность определения дальности

$$\frac{\sigma_{R_1}}{R_1}\approx 2{,}19\cdot10^{-3}.$$

При этом необходимо иметь

$$Б \approx 1{,}2R_1,$$

т. е. размеры базы должны быть примерно равны расстоянию до ракеты. При дальностях в тысячи километров соответствующий разнос радиовизиров связан со значительными техническими трудностями. Поэтому угломерные радиосистемы в рассматриваемых задачах целесообразно применять только для измерения угловых координат и угловых скоростей.

Перейдем теперь в радиосистемам косвенного измерения, в которых радиовизирами измеряются дальности до ракеты (R_1; R_2; R_3) от трех разнесенных точек, а углы находятся рассчетным путем.

Связь дальностей с угловыми координатами дается следующими соотношениями, справедливыми при $Б \ll R_1$; R_2; R_3:

$$R_1 - R_2 \approx Б \cos\theta_с \sin\psi_{аз}, \qquad (10.4.9а)$$

$$R_1 - R_3 \approx Б \cos\theta_с \cos\psi_{аз}, \qquad (10.4.9б)$$

где принято, что

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta_3 = \theta_с,$$

$$\psi_{аз1} \approx \psi_{аз2} \approx \psi_{аз3} = \psi_{аз}.$$

Решив полученные уравнения относительно углов $\psi_{аз}$ и $\theta_с$, будем иметь соотношения, позволяющие определить эти углы через значения дальностей R_1, R_2 и R_3.

Ограничившись углами $\varphi_{аз}$, близкими к нулю, для ошибок измерения угловых координат получим следующие формулы:

$$\sigma_{\psi_{аз}(R)} \approx \frac{1}{Б}\frac{1}{|\cos\theta_с|}\cdot\sqrt{2}\sigma_R, \qquad (10.4.10а)$$

$$\sigma_{\theta(R)} \approx \frac{1}{Б}\frac{1}{|\sin\theta_с|}\cdot\sqrt{2}\sigma_R, \qquad (10.4.10б)$$

где $\sigma_R = \sigma_{R_1} = \sigma_{R_2} = \sigma_{R_3}$ — среднеквадратическая ошибка измерения дальности каждым из трех радиовизиров, причем

считается, что ошибки измерений дальности различными радиовизирами независимы.

Подсчитаем, какие базы потребуются для измерения угловых координат баллистической ракеты с помощью трех радиодальномеров. Так, например, считая, что ошибка измерения дальности каждым из трех радиодальномеров может иметь значение $\sigma_R=30$ *м*, и учитывая, что точность измерения угловых координат должна иметь порядок $1\cdot10^{-3}$ *рад* (см. § 10.3), то при угле места $\theta_c=\theta_0=10^\circ$ ($\cos\theta_0\approx1$; $\sin\theta_0\approx0{,}17$) получим, что необходимое значение базы должно составлять величину

$$Б\geqslant\frac{1}{|\sin\theta_0|}\cdot\sqrt{2}\,\frac{\sigma_R}{\sigma_{\theta(R)}}\approx250\ км.$$

Радиосистему косвенного измерения углов можно осуществить не только на основе использования трех дальномеров, но также и на основе применения двух разностно-дальномерных радиосистем, непосредственно измеряющих разности расстояний R_1-R_2 и R_1-R_3 [см. формулы (10.4.9)].

Рассмотрим, наконец, радиосистемы, в которых непосредственно измеряемой величиной является радиальная (по отношению к радиовизиру) скорость, т. е. производная от дальности. К подобным системам относятся допплеровские системы. С выхода радиоизмерительных устройств здесь снимаются величины, пропорциональные скоростям $\frac{dR_1}{dt}$; $\frac{dR_2}{dt}$; $\frac{dR_3}{dt}$.

Дальности при этом могут быть получены интегрированием по времени измеренных радиальных скоростей. Углы определяются из соотношений (10.4.9), после чего путем дифференцирования можно найти и угловые скорости. Таким образом, здесь необходимо непрерывное интегрирование результатов измерения.

Применение такого интегрирования делает недопустимыми перерывы в радиосвязи, если не принято специальных мер, позволяющих «запоминать» скорость. Кроме того, необходимо знание начального положения ракеты.

Подобные обстоятельства затрудняют использование

радиосистем измерения радиальной скорости для определения дальности и угловых координат.

В работе [74] предлагается вариант такого построения системы косвенного измерения параметров траектории, при котором радиовизиры измеряют только радиальную скорость ракеты. Все остальные параметры находятся расчетным путем. Принцип осуществления такой системы можно пояснить, используя рис. 10.13. Дальность до ракеты, определенная в системе координат, начало которой совпадает с радиовизиром C_1 выражается через декартовые координаты (x_1; y_1; z_1) следующим образом:

$$R_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2}, \qquad (10.4.11)$$

Дифференцируя это равенство по времени, получаем

$$v_{R_1} = \frac{1}{R_1}[x_1 v_x + y_1 v_y + z_1 v_z], \qquad (10.4.12)$$

где $v_{R_1} = \frac{dR_1}{dt}$ — радиальная скорость ракеты относительно радиовизира C_1;

v_x; v_y; v_z — скорости движения ракеты в направлении соответствующих координатных осей.

Радиальная скорость ракеты v_{R_1} измеряется радиовизиром. Поэтому из выражений (10.4.11) и (10.4.12) можно получить одно уравнение, содержащее шесть неизвестных (x_1; y_1; z_1; v_x; v_y;v_z). Если в точке C_2 поместить еще один радиовизир, измеряющий скорость v_{R_2}, то, рассуждая аналогично, получаем равенства

$$\left.\begin{aligned} R_2 &= \sqrt{x_2^2 + y_2^2 + z_2^2}, \\ v_{R_2} &= \frac{1}{R_2}[x_2 v_x + y_2 v_y + z_2 v_z]. \end{aligned}\right\} \qquad (10.4.13)$$

Взаимное расположение радиовизиров C_1 и C_2 считается известным. Следовательно, координаты ракеты x_2; y_2; z_2 могут быть выражены через x_1; y_1; z_1:

$$\begin{aligned} x_2 &= x_1, \\ y_2 &= y_1, \\ z_2 &= z_1 - Б_{12}. \end{aligned} \qquad (10.4.14)$$

Таким образом, из выражений (10.4.13) и (10.4.14) можно получить новое уравнение, в которое войдут все те же шесть неизвестных величин (x_1; y_1; z_1; v_x; v_y; v_z).

Легко видеть, что, используя шесть радиовизиров, измеряющих радиальные скорости, можно получить систему из шести уравнений с шестью неизвестными. Решив эту систему (для области, где такое решение существует), можно найти все необходимые координаты ракеты.

10.5. РАДИОСИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ДЛЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ БАЛЛИСТИЧЕСКИХ И КОСМИЧЕСКИХ РАКЕТ

1. Фазовые угломерные системы

Три антенны фазовой угломерной системы A_1, A_2, A_3 разнесены в горизонтальной плоскости и расположены в вершинах углов прямоугольного треугольника

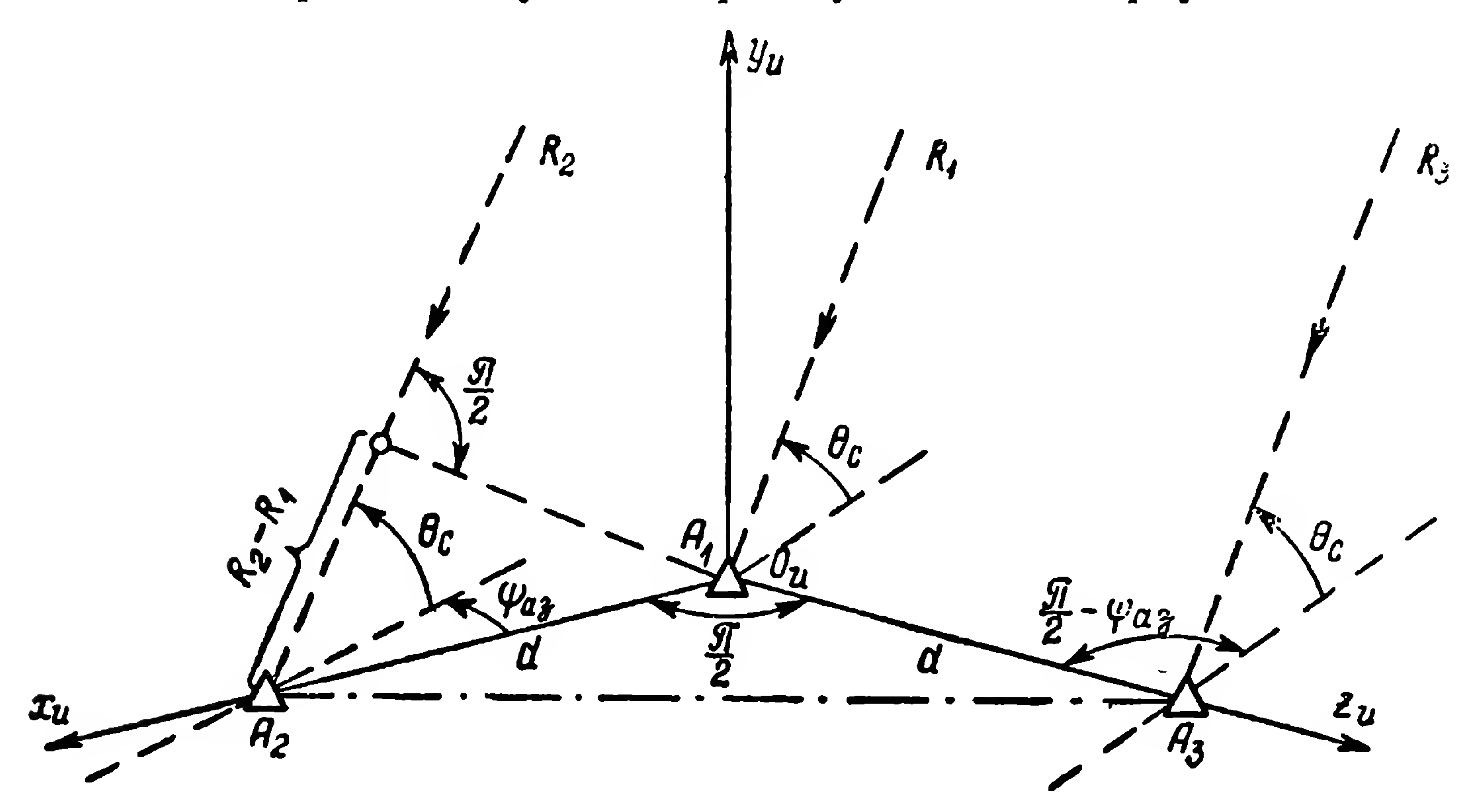


Рис. 10.14. Геометрические соотношения в фазовой системе определения угловых координат.

(рис. 10.14). Расстояния между антеннами d будем считать одинаковыми. Измерительная аппаратура определяет фазовые сдвиги между сигналами Φ_{12}, Φ_{13}, принятыми парами антенн A_1, A_2 и A_1, A_3. При больших расстояниях до ракеты радиолучи, приходящие в антенны,

можно считать параллельными. В этом случае фазовый сдвиг между сигналами в антеннах A_1, A_2 будет определяться следующей формулой:

$$\Phi_{12}=\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\theta_{c}\cos\psi_{аз}, \qquad (10.5.1а)$$

где θ_c — угол места радиолуча;

$\psi_{аз}$ — азимут радиолуча, отсчитываемый от линии A_1A_2 (базы);

λ — длина волны.

Так как база второй пары антенн расположена перпендикулярно первой, то фазовый сдвиг между сигналами в антеннах A_1, A_3 равен

$$\Phi_{13}=\frac{2\pi d}{\lambda}\cos\theta_{c}\sin\psi_{аз}. \qquad (10.5.1б)$$

Взяв отношение измеренных фазовых сдвигов Φ_{12} и Φ_{13}, можно исключить угол θ_c и решить уравнения относительно угла $\psi_{аз}$, а, составив сумму квадратов этих сдвигов, найти угол θ_c

$$\psi_{аз}=\operatorname{arctg}\frac{\Phi_{13}}{\Phi_{12}}, \qquad (10.5.2)$$

$$\theta_{c}=\arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\sqrt{\Phi_{12}^{2}+\Phi_{13}^{2}}\right]. \qquad (10.5.3)$$

Ошибки измерения азимута и угла места, которые возникают из-за ошибок в измерении фазовых сдвигов, найдем, использовав формулу полного дифференциала. Переходя затем к конечным приращениям, получаем

$$\Delta\psi_{аз}=\frac{\lambda}{2\pi d\cos\theta_{c}}(\Delta\Phi_{13}\cos\psi_{аз}-\Delta\Phi_{12}\sin\psi_{аз}), \qquad (10.5.4а)$$

$$\Delta\theta_{c}=-\frac{\lambda}{2\pi d\sin\theta_{c}}(\Delta\Phi_{13}\sin\psi_{аз}+\Delta\Phi_{12}\cos\psi_{аз}), \qquad (10.5.4б)$$

где $\Delta\psi_{аз}$, $\Delta\theta_c$ — ошибки в определении азимута и угла места;

$\Delta\Phi_{12}$, $\Delta\Phi_{13}$ — ошибки измерения разности фаз между напряжениями в двух парах антенн соответственно.

Угловые скорости могут быть получены дифференцированием угловых координат, найденных из выражений (10.5.2) и (10.5.3),

$$\dot{\theta}_c = -\frac{\lambda}{2\pi d \sin \theta_c} (\dot{\Phi}_{13} \sin \psi_{аз} + \dot{\Phi}_{12} \cos \psi_{аз}), \qquad (10.5.5)$$

$$\dot{\psi}_{аз} = \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta_c} (\dot{\Phi}_{13} \cos \psi_{аз} - \dot{\Phi}_{12} \sin \psi_{аз}). \qquad (10.5.6)$$

Ошибки в определении угловых скоростей находятся методом, аналогичным использованному для вычисления ошибок измерения угловых координат.

Полагая, что ошибки измерения разности фаз независимы и равны, находим среднеквадратическое значение ошибки азимута

$$\sigma_{\psi_{аз}} \approx \frac{\lambda}{2\pi d} \frac{1}{|\cos \theta_c|} \sigma_{\Phi}. \qquad (10.5.7а)$$

Аналогично для угла места

$$\sigma_{\theta_c} \approx \frac{\lambda}{2\pi d} \frac{1}{|\sin \theta_c|} \sigma_{\Phi}, \qquad (10.5.7б)$$

где $\sigma_{\Phi} = \sigma_{\Phi_{12}} = \sigma_{\Phi_{13}}$ — среднеквадратическая ошибка измерения разности фаз.

Из формул (10.5.7) следует

$$\sigma_{\psi_{аз}} = \sigma_{\theta_c} \operatorname{tg} \theta_c, \qquad (10.5.8)$$

т. е. азимут измеряется точнее, чем угол места при $\theta_c < 45°$, и наоборот.

Определим необходимую величину базы в фазовой системе. Пусть, например, требуется измерить угол места θ_c с ошибкой, не превышающей 10^{-3} *рад*.

Оценим размер базы, необходимый для получения заданной точности ($\sigma_\theta \approx 1$ *мрад*), если ошибка измерения разности фаз $\sigma_{\Phi} = 5°$, угол места $\theta_c = 45°$, а рабочая частота принята равной 1 000 *Мгц* ($\lambda = 0{,}3$ *м*).

Из формулы (10.5.7б) для заданных условий найдем

$$d = \frac{\lambda\sigma_\Phi}{2\pi\sigma_\theta |\sin\theta_c|} \approx \frac{0{,}3 \cdot 0{,}088 \cdot \sqrt{2}}{2\pi \cdot 10^{-3}} \approx 6 \text{ м}. \quad (10.5.9)$$

Таким образом, выбирая базу размером в несколько десятков длин волн, можно обеспечить необходимую точность измерения углов.

Известен целый ряд различных вариантов осуществления измерительной аппаратуры для фазовых радиосистем [1, 45, 53, 71, 74, 76]. Применительно к задачам контроля баллистических траекторий, когда требуются весьма высокие точности угловых измерений, особое внимание должно быть уделено вопросу о приборных ошибках, которые определяются дополнительными фазовыми сдвигами в аппаратуре [72, 75]. Наибольший интерес с этой точки зрения представляют системы, в которых сигналы, принятые двумя разнесенными на местности антеннами, получают основное усиление в одном общем канале.

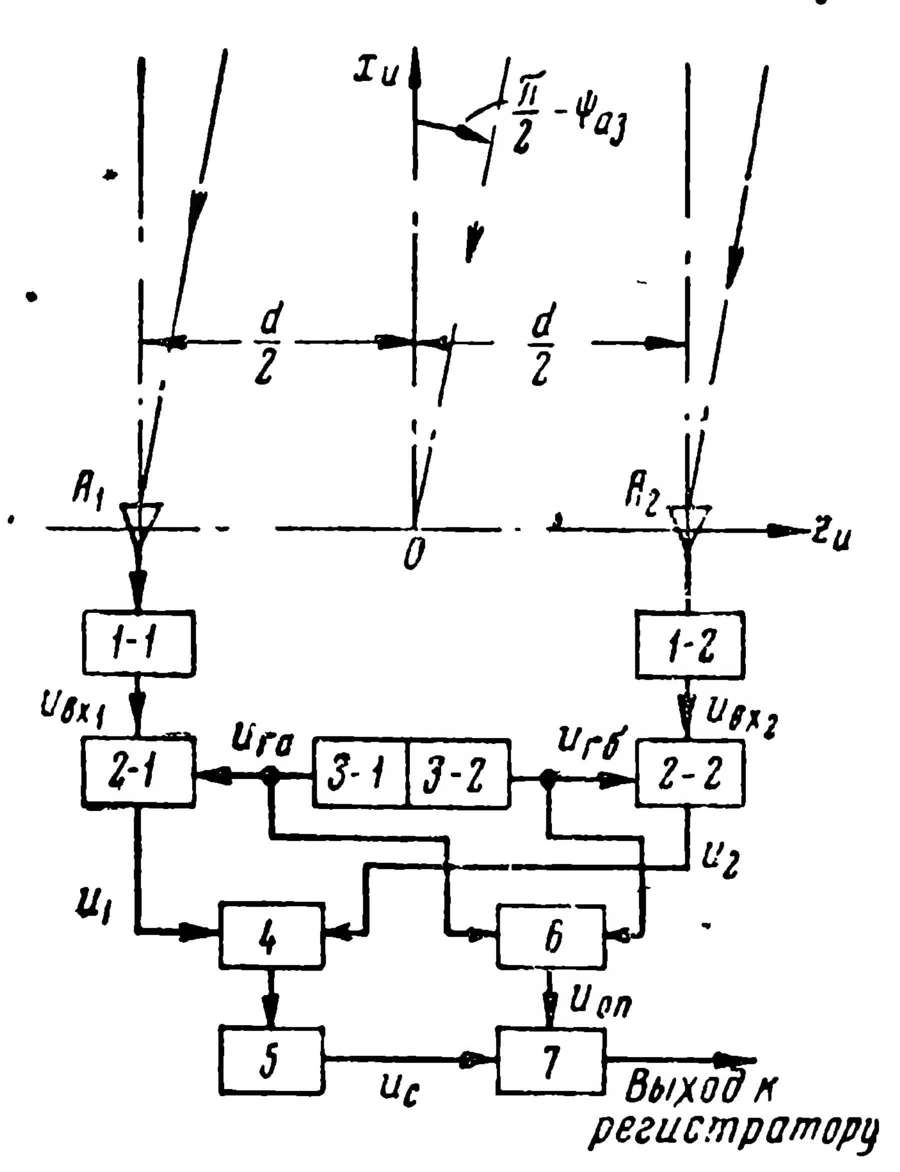


Рис. 10.15. Блок-схема фазовой радиосистемы измерения азимута:

1-1, *1-2* — предварительные усилители; *2-1*, *2-2* — смесители; *3-1* — гетеродин частоты $f_г$; *3-2* — гетеродин частоты $f_г + F$; *4* — основной усилитель промежуточной частоты; *5* — детектор; *6* — смеситель опорного сигнала; *7* — фазометрическое устройство; A_1, A_2 — приемные антенны.

В качестве примера рассмотрим систему, описанную в работе [53], применительно к решению задачи контроля траектории спутника Земли. На борту спутника Земли в этой системе устанавливается радиопередающее устройство с непрерывным излучением сигнала. Упрощенная блок-схема наземной части рассматриваемой

системы приведена на рис. 10.15. Сигналы, снимаемые с антенн A_1 и A_2, предварительно усиливаются в усилителях *1-1* и *1-2*. С выхода этих усилителей на входы смесителей *2-1* и *2-2* поступают, соответственно, напряжения

$$u_{вх1}=U_{вх\ макс}\cos(2\pi f_c t+\Phi_{12}), \qquad (10.5.10а)$$

$$u_{вх2}=U_{вх\ макс}\cos(2\pi f_c t), \qquad (10.5.10б)$$

где Φ_{12} определяется формулой (10.5.1а);

f_c — частота принимаемого непрерывного сигнала.

На смеситель *2-1* от гетеродина *3-1* подается напряжение

$$u_{га}=U_{г\ макс}\cos(2\pi f_г t+\varphi_{г1}), \qquad (10.5.11а)$$

а на смеситель *2-2* от гетеродина *3-2*—напряжение

$$u_{гб}=U_{г\ макс}\cos[2\pi(f_г+F)t+\varphi_{г1}+\varphi_{г2}], \qquad (10.5.11б)$$

где $\varphi_{г1}$ и $\varphi_{г2}$ — начальные фазы напряжений гетеродинов, которые определяются генераторами частоты $f_г$ и $f_г+F$ соответственно.

На выходе первого и второго смесителей будем иметь

$$u_1=U_{а\ макс}\cos[2\pi(f_c-f_г)t+\Phi_{12}-\varphi_{г1}], \qquad (10.5.12а)$$

$$u_2=U_{а\ макс}\cos[2\pi(f_c-f_г-F)t-\varphi_{г1}-\varphi_{г2}]. \qquad (10.5.12б)$$

Эти сигналы складываются и совместно поступают в основной усилитель промежуточной частоты *4*. После основного усиления сигналы попадают на детектор *5*. На выходе этого детектора, осуществляя фильтрацию на частоте F, будем иметь напряжение

$$u_c=U_{макс}\cos[2\pi Ft+\Phi_{12}+\varphi_{г2}]. \qquad (10.5.13)$$

Опорное напряжение $u_{оп}$ вырабатывается в смесителе *6*, на который поступают напряжения двух гетеродинов

$$u_{оп}=U_{оп}\cos[2\pi Ft+\varphi_{г2}]. \qquad (10.5.14)$$

Таким образом, разность фаз между двумя сигналами $u_с$ и $u_{оп}$ низкой частоты F оказывается равной разности фаз между сигналами, принятыми антеннами A_1 и A_2.

Далее в устройстве 7 осуществляется измерение фазового сдвига Φ_{12} между напряжением сигнала $u_с$ и опорным напряжением $u_{оп}$. Результаты измерений в дискретной или аналоговой форме поступают на соответствующие регистраторы.

В рассмотренной радиосистеме при высококачественном выполнении аппаратуры ошибки угловых измерений, обусловливаемые нестабильностью фазовых характеристик, можно свести к минимуму.

Основными источниками ошибок в такой системе могут считаться флюктуации параметров атмосферы, а также шумы [53, 72, 75, 76]. Предельная точность угловых измерений при использовании частот выше 100—300 *Мгц* будет в основном определяться флюктуациями фазы сигнала, возникающими из-за влияния атмосферы, а также собственных шумов радиоприемных устройств. На частотах ниже 100—300 *Мгц* необходимо учитывать космические шумы. Точность измерения углов может оцениваться с помощью формул (10.5.7).

В ряде случаев для получения достаточной точности приходится выбирать величину базы в несколько десятков длин волн. При таком выборе может возникнуть неоднозначность в определении угловых координат по формулам (10.5.2) и (10.5.3), поскольку фазометр однозначно измеряет фазовые сдвиги Φ_{12} или Φ_{13} только до 2π. Для исключения неоднозначности используют или узконаправленные приемные антенны, или дополнительные пары антенн, расположенные вдоль основной базы на меньшем расстоянии друг от друга. Неоднозначность можно также исключить, применяя модулированную несущую частоту и измеряя дополнительно разность фаз на частоте модуляции [1].

В заключение следует отметить, что в тех случаях, когда расстояния между антеннами фазовой системы соизмеримы с дальностью до ракеты, вместо угломерной системы получается фазовая разностно-дальномерная система [1].

2. Временные импульсные системы

Временные импульсные системы в принципе можно использовать для измерения всех параметров траектории ракеты: Импульсные методы измерения дальности широко описаны в литературе [1, 3, 23, 26, 59, 60] и поэтому на них здесь останавливаться не будем. В настоящем разделе рассматриваются вопросы применения временных импульсных систем для контроля радиальной скорости и угловых измерений.

Измерить скорость импульсным дальномером можно двумя последовательными замерами дальности от пункта управления до ракеты через определенный интервал времени Δt_R (в моменты времени t_1 и t_2).

Затем скорость вычисляется в соответствующем счетнорешающем приборе по следующей формуле:

$$\dot{v}_c = \frac{R_2 - R_1}{t_2 - t_1} = \frac{R_2 - R_1}{\Delta t_R}, \qquad (10.5.15)$$

где R_2 — результат замера дальности в момент времени t_2;

R_1 — результат замера дальности в момент времени t_1.

Так как дальности R_1 и R_2 измерить можно только с определенной точностью, то

$$R_1 = R_{01} + \Delta R_1, \qquad (10.5.16а)$$

$$R_2 = R_{02} + \Delta R_2, \qquad (10.5.16б)$$

где R_{01} и R_{02} — истинные значения дальностей соответственно в моменты времени t_1 и t_2;

ΔR_1 и ΔR_2 — абсолютные значения ошибок измерения.

Основной причиной ошибок при рассматриваемом способе измерения скорости будем считать собственные шумы радиоприемного устройства (для частот выше 100—300 *Мгц*). Ошибки ΔR_1 и ΔR_2, возникающие из-за шумов, представляют собой случайные величины и могут считаться независимыми (при условии, что ширина спектра шумов значительно превышает величину $\frac{1}{\Delta t_R}$) и распределенными по нормальному закону с дисперсиями σ_{R_1} и σ_{R_2}, причем

$$\sigma_{R_1} = \sigma_{R_2} = \sigma_R. \qquad (10.5.17)$$

Следовательно, среднеквадратическое значение ошибки измерения разности дальностей $\Delta R = R_2 - R_1$ составит величину

$$\sigma_{\Delta R} \approx \sqrt{2}\sigma_R. \qquad (10.5.18)$$

Используя теперь формулу (10.5.15), находим выражение для среднеквадратической ошибки измерения скорости способом двух отсчетов

$$\sigma_v \approx \frac{\sqrt{2}\sigma_R}{\Delta t_R}. \qquad (10.5.19)$$

Будем считать, что интервал Δt_R определен с высокой точностью. Значение этого интервала не должно превышать величины Δt_0 [максимально допустимого времени измерения скорости, определяемого формулой (10.3.13)]. Полагая $\Delta t_R = \Delta t_0$ и переходя к относительным ошибкам, формулу (10.5.19) можно переписать в следующем виде:

$$\sigma_R \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\sigma_v}{v_0} \right) v_0 \Delta t_0, \qquad (10.5.20)$$

где v_0 — скорость в момент остановки двигателя.

Так как отношение $\frac{\sigma_v}{v_0}$ должно иметь порядок сотых долей процента, Δt_0 — порядок около одной сотой секунды [см. формулу (10.3.14)], а v_0 — порядок тысяч метров в секунду, то из формулы (10.5.20) следует, что допустимая ошибка измерения дальности должна иметь значения десятых долей сантиметра.

Необходимую точность измерения дальности можно снизить, осуществляя ряд замеров разности расстояний $R_2 - R_1$, а затем усредняя результаты.

Рассмотрим теперь возможности применения временных импульсных радиосистем для угловых измерений. Блок-схема временной импульсной угломерной радиосистемы приведена на рис. 10.16. Эта система аналогична системе радиотеленаведения в плоскости равных запаздываний, рассмотренной в гл. 8 (рис. 8.20) и описанной в работе [12]. Следует отметить, что, строго говоря, такая система является разностно-дальномерной. Однако

при условии, что база системы значительно меньше расстояния до ракеты, ее можно рассматривать как угломерную.

На борту ракеты установлен радиомаяк, излучающий периодическую последовательность импульсов. На наземных измерительных пунктах, разнесенных на расстояние d, размещены только радиоприемные устройства *1-1* и *1-2*, имеющие амплитудные детекторы. Видеоимпульсы от выхода этих устройств ретранслируются к измерителю временного сдвига *2*. Выходная величина u_{τ_ψ} пропорциональна временному интервалу $\Delta\tau_\psi$ между передними фронтами импульсов.

Рис. 10.16. Блок-схема временной импульсной системы измерения азимута:

1-1, *1-2* — радиоприемные устройства наземных измерительных пунктов; *2* — измеритель временного интервала; A_1, A_2 — приемные антенны.

Связь угловых координат ракеты с величиной $\Delta\tau_\psi$ определяется формулой, которая непосредственно следует из формулы (10.5.1а) и может быть записана в следующем виде:

$$\Delta\tau_\psi = \frac{d}{c}\cos\theta_c\cos\psi_{аз}, \qquad (10.5.21а)$$

где c — скорость распространения электромагнитных волн.

Если необходимо контролировать не азимут ракеты $\psi_{аз}$ (т. е. угол в горизонтальной плоскости $Ox_иz_и$), а угол визирования ракеты ψ_c в наклонной плоскости (см. рис. 10.9,*а*), то последняя формула упрощается и принимает вид

$$\Delta\tau_\psi \approx \frac{d}{c}\sin\psi_c. \qquad (10.5.21б)$$

Ошибки измерения углов определяются формулами, которые аналогичны полученным для фазовых систем формулам (10.5.7),

$$\sigma_{\psi_{аз}} = \frac{c}{d}\frac{1}{|\cos\theta_c|}\sigma_\tau, \qquad (10.5.22а)$$

$$\sigma_\theta \approx \frac{c}{d} \frac{1}{|\sin\theta_c|} \sigma_\tau, \qquad (10.5.22б)$$

где σ_τ — среднеквадратическая ошибка измерения временного интервала.

При выбранных или заданных значениях базы точность контроля угловых координат во временной импульсной системе определяется только величиной флюктуации моментов прихода импульсов. Дисперсию этих флюктуаций обозначим через $\sigma^2_{\tau_1}$. Значение этой дисперсии на достаточно высоких частотах будет в основном определяться собственными шумами радиоприемных устройств и, следовательно, может быть подсчитано по формуле, аналогичной (6.7.4),

$$\sigma^2_{\tau_1} \approx \frac{P_ш}{2P_с} \frac{1}{\Delta f^2_{прн}}, \qquad (10.5.23)$$

где $\frac{P_ш}{P_с}$ — отношение мощностей шума и сигнала на входе каждого из приемников;

$\Delta f_{прн}$ — ширина полос пропускания приемников.

Среднеквадратическая ошибка измерения временного интервала между импульсами, снимаемыми с выходов радиоприемных устройств, будет равна

$$\sigma_\tau = \sqrt{2\sigma^2_{\tau_1}}. \qquad (10.5.24)$$

Таким образом, точность угловых измерений в рассматриваемой временной импульсной системе можно повысить путем увеличения базы системы, отношения сигнал/шум на входе приемных устройств и расширения полосы пропускания этих устройств. Последнее справедливо в условиях, при которых превышается порог улучшения (см. гл. 6).

Оценим необходимое для обеспечения точности измерения в $1\cdot10^{-3}$ *рад* (см. § 10.3) значение базы d, полагая, что отношение $\frac{P_с}{P_ш} = 10$; $\theta_с = 45°$, а полоса пропускания приемника $\Delta f_{прн} = 1.10^6$ *гц*.

Используя формулы (10.5.22а), (10.5.23) и (10.5.24), имеем

$$d \geqslant \frac{c}{\sigma_{\varphi_{аз}} |\cos\theta_с| \Delta f_{прн}} \sqrt{\frac{P_ш}{P_с}}. \qquad (10.5.25)$$

Подставляя числовые значения, получаем

$$d \geqslant 135 \ км.$$

Таким образом, необходимая величина базы во временной импульсной системе оказывается значительно больше, чем в фазовой.

Если в схеме рис. 10.16 в качестве измерителя временного интервала *2* использовать демодулятор временных интервалов (рис. 1.28), имеющий выходной фильтр с полосой пропускания $\Delta F_{ф}$, то необходимая величина базы при неизменном значении отношения $\frac{P_с}{P_ш}$, уменьшится, так как в результате фильтрации сигнала в выходном фильтре повысится точность измерений.

Следует иметь в виду, что при базах в десятки километров основное значение могут приобрести аппаратурные ошибки, связанные с необходимостью ретрансляции импульсов от приемных устройств к измерительному устройству *2*. Подобное обстоятельство является недостатком рассмотренной системы [75].

3. Допплеровские системы

Допплеровские системы могут быть использованы для измерения радиальной скорости ракеты посредством сравнения частоты сигнала, излучаемого наземным передатчиком с частотой сигнала, переизлученного бортовым ответчиком. Подобное применение допплеровской системы описано в [13, 67].

Блок-схема радиосистемы измерения скорости, в которой непосредственно измеряется частота Допплера, приведена на рис. 10.17. Принцип работы этой схемы состоит в следующем. Наземное передающее устройство *2* излучает колебания с частотой f_0. Так как ракета удаляется от пункта управления со скоростью v_c, то на вход бортового приемного устройства *6* поступает сигнал с частотой

$$f_1 = f_0 - F_Д, \tag{10.5.26}$$

где $F_Д$ — частота Допплера, определяемая формулой

$$F_Д = \frac{v_c}{c} f_0. \tag{10.5.27}$$

В бортовом радиотехническом тракте предусмотрено умножение принимаемой частоты в 2 раза (в общем случае возможно умножение на любое, в том числе и на дробное число). В результате умножения получаем частоту

$$f_2 = 2f_1' = 2(f_0 - F_Д). \quad (10.5.28)$$

Умножение частоты более выгодно, чем деление, в силу того, что при умножении увеличивается и частота Допплера, а это, как показано ниже увеличивает точность измерения.

Бортовое радиопередающее устройство *9* излучает частоту f_2. На вход наземного радиоприемного устройства поступает частота

$$f_3 = f_2 - \frac{v_c}{c} f_2 \quad (10.5.29а)$$

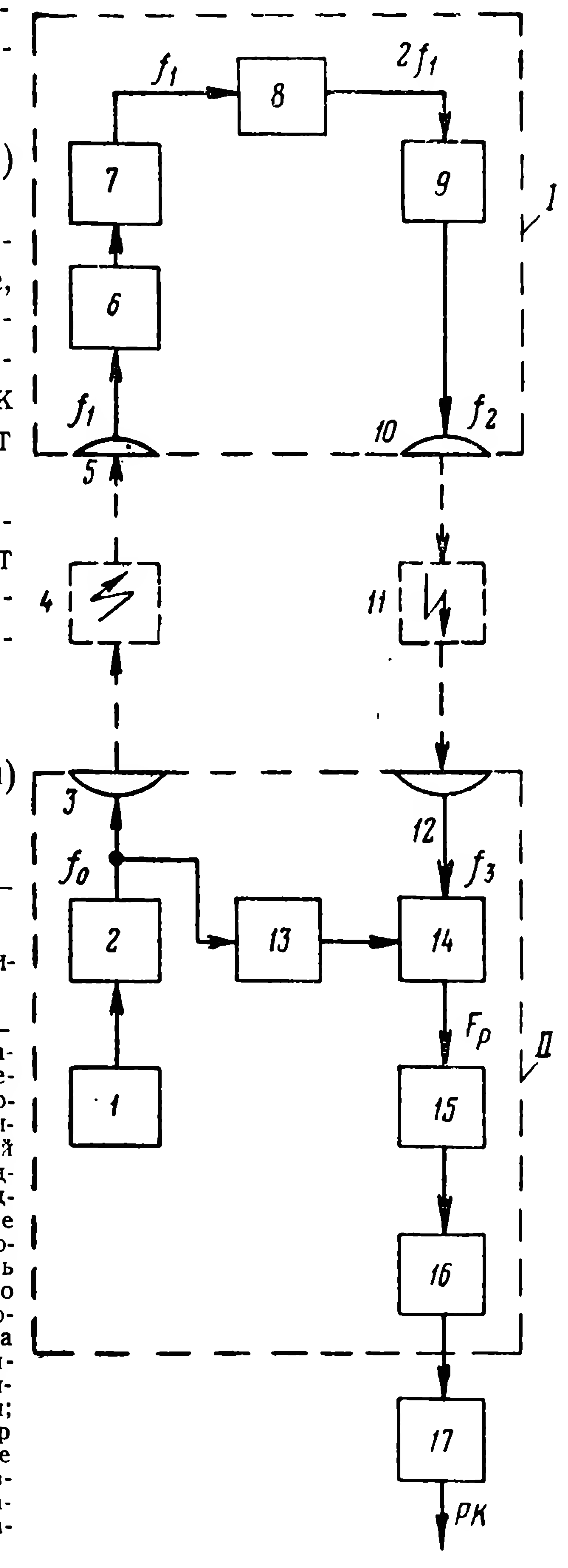


Рис. 10.17. Блок-схема радиосистемы измерения скорости:

1 — задающий кварцевый генератор; *2* — наземное передающее устройство канала „запроса"; *3* — наземная передающая антенна; *4* — трасса радиоканала „запроса"; *5* — бортовая приемная антенна; *6* — усилитель высокой частоты; *7* — ограничитель и выходной фильтр (*6* и *7* в совокупности представляют собой бортовое радиоприемное устройство канала „запроса"); *8* — умножитель частоты; *9* — мощный усилитель бортовое радиопередающее устройство канала „ответа"); *10* — бортовая передающая антенна; *11* — трасса радиоканала „ответа"; *12* — наземная приемная антенна; *13* — умножитель частоты; *14* — смеситель; *15* — усилитель разностной частоты; *16* — ограничитель и его выходной фильтр (*14*, *15* и *16* — наземное радиоприемное устройство); *17* — схема измерения разностной частоты; *I* — бортовая аппаратура; *II* — наземная аппаратура; РК — разовая команда остановки двигателя.

или

$$f_з = 2f_0 - 2F_Д - \frac{v_c}{c} \cdot 2f_0 + \frac{v_c}{c} 2 \cdot F_Д. \quad (10.5.29б)$$

Пренебрегая членом второго порядка малости (т. е. членом $\frac{v}{c} \cdot 2F_Д$) и учитывая выражение (10.5.27), получаем

$$f_з \approx 2f_0 - 4F_Д. \quad (10.5.30)$$

В качестве гетеродинной частоты в смеситель *14* наземного радиоприемного устройства подается удвоенное значение частоты f_0. Поэтому на выходе смесителя получаем разностную частоту

$$F_р = 2f_0 - f_з = 4F_Д = 4\frac{v_c}{c} f_0. \quad (10.5.31)$$

которая и представляет собой частоту, подлежащую измерению в измерительном устройстве *17*. Колебание с разностной частотой $F_р$ подается в измеритель после предварительного усиления и ограничения по амплитуде в блоках *15* и *16*.

Схема контроля скорости баллистической ракеты работает следующим образом. Как только непрерывно увеличивающееся значение разностной частоты $F_р$ достигнет некоторого определенного значения, равного $F_{р0}$, соответствующего заданной величине скорости $v_{0\,н}$, на выходе измерительного устройства *17* появится сигнал в виде скачка напряжения. В результате появления сигнала будет сформирована разовая команда остановки двигателя (РК), которая через специальный радиоканал передается на ракету.

Простейшим методом измерения допплеровской частоты является использование частотного моста [13, 67, 40]. Типовая схема частотного моста приведена на рис. 10.18. В одну из диагоналей такого моста включено напряжение измеряемой частоты $F_р$, а в другую — вход усилителя переменного тока *2*. Выходное напряжение этого усилителя в выпрямителе *3* преобразуется в постоянный ток, который подается затем в обмотку реле *4*. При протекании тока через обмотку реле контакты его разомкнуты. Контакты замыкаются при прекращении тока в обмотке.

Если параметры элементов плеч частотного моста схемы рис. 10.18 выбраны таким образом, что

$$C_1 = C_2; \quad r_2 = r_3 \text{ и } \frac{r_1}{r_4} = 2,$$

то условие баланса моста будет иметь следующий вид:

$$F_p = F_{p\,0} = \frac{1}{2\pi r_2 C_1}. \qquad (10.5.32)$$

Следовательно, реле замыкает контакты, когда частота F_p достигнет величины $F_{p\,0}$.

Недостатком измерения частоты F_p с помощью моста является малая точность подобного метода измере-

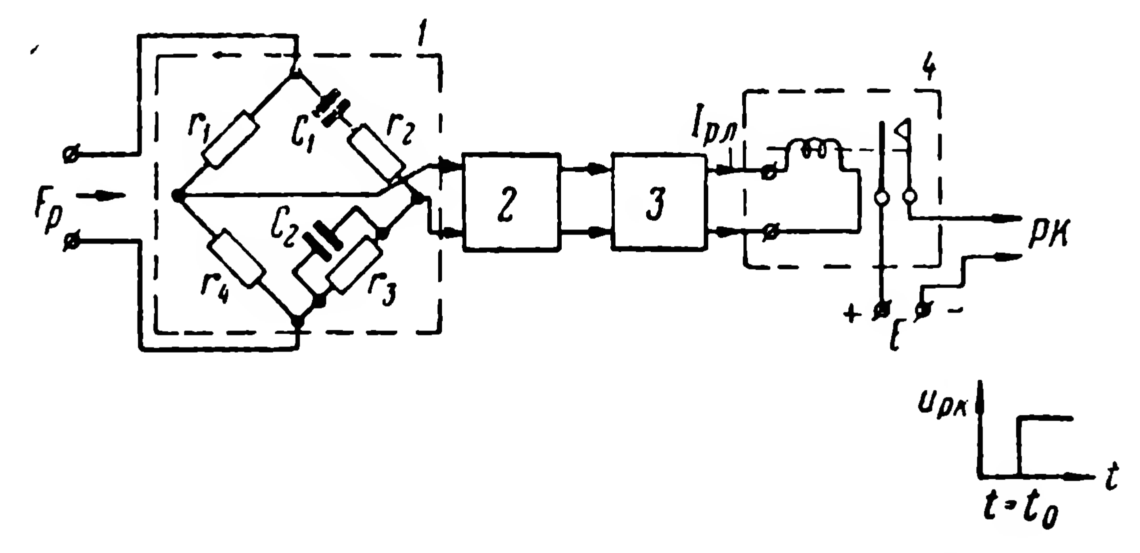


Рис. 10.18. Схема измерения частоты Допплера:
1 — частотный мост; *2* — усилитель переменного тока частоты F_p; *3* — выпрямитель; *4* — реле.

ния. Практически погрешности измерения частоты не могут быть ниже величины [40, 67]

$$\frac{\Delta F_p}{F_{p\,0}} \approx (1 \div 2) \cdot 10^{-3},$$

но согласно формуле (10.5.31)

$$\frac{\Delta v}{v_0} = \frac{\Delta F_p}{F_{p\,0}}. \qquad (10.5.33)$$

Таким образом, точность измерения скорости при использовании частотного моста не будет превышать $(1 \div 2) \cdot 10^{-3}$.

Как известно, для измерения частот ниже сотен тысяч герц с успехом могут быть использованы не только

схемы частотных мостов, но также и так называемые счетчики периодов.

Подобные методы, измерения описаны, например, в работе [40].

Работа счетчиков периодов основана на подсчете числа нулей синусоидального колебания за определенное время Δt (каждый ноль физически отмечается обычно отдельным импульсом). Поэтому при таком способе измерения частоты ведется дискретный отсчет.

Максимально возможная ошибка измерения при точности подсчета до одного периода будет составлять величину:

$$\frac{\Delta F_p}{F_{p0}} \approx \frac{1}{F_{p0}\Delta t_0}, \qquad (10.5.34)$$

где время Δt_0 в радиосистеме измерения скорости должно удовлетворять условию (10.3.13), а $F_{p0}\Delta t_0 \gg 1$.

Таким образом, если Δt_0 имеет порядок одной сотой секунды [см. формулу (10.3.14)], скорость — несколько тысяч метров в секунду, а частота $f_0 = 3 \cdot 10^8$ *гц* [13, 67], то ошибка измерения допплеровской частоты, обусловливаемая дискретностью отсчета будет иметь значение порядка долей процента.

Как видно из формулы (10.5.34), точность измерения можно повысить за счет увеличения разностной частоты F_{p0}, что требует соответствующего увеличения несущей частоты f_0 или коэффициента умножения частоты в ответчике. Однако при этом возникают трудности, связанные с проблемой усиления мощности сигналов сверхвысоких частот в бортовом устройстве ракеты.

Кроме рассмотренных ошибок, определяемых несовершенством схем измерения частоты, в радиосистеме измерения скорости существенное значение может также иметь и аппаратурная ошибка, определяемая возможными отклонениями частоты радиоканала запроса f_0 от заданного номинального значения $f_{0н}$.

Из формулы (10.5.31) получим ошибку измерения скорости, определяемую отклонением частоты наземного передающего устройства при условии, что допплеровская частота измерена точно

$$\left|\frac{\Delta v}{v_0}\right|_{\Delta f} = \left|\frac{\Delta f_0}{f_{0н}}\right|. \qquad (10.5.35)$$

Измерение радиальной скорости ракеты в принципе можно осуществить, отказавшись от ответного излучения сигнала с борта [75]. В этом случае на поверхности земли должен быть установлен высокостабильный передатчик. Гетеродин бортового радиоприемного устройства также должен иметь высокую стабильность частоты. В подобных условиях допплеровская частота может измеряться непосредственно на ракете. Допустимая нестабильность частоты определяется соотношением

$$\frac{\Delta f}{f} \approx \frac{v_0}{c}\left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_f, \qquad (10.5.36)$$

где $\left(\frac{\Delta v}{v_0}\right)_f$ — допустимая ошибка измерения скорости, определяемая нестабильностью частоты.

Из этого соотношения непосредственно следует, что если отношение $\frac{v_0}{c}$ имеет порядок тысячной доли процента, а допустимая погрешность измерения не должна превышать одной сотой доли процента, то необходимая стабильность частоты должна быть порядка $1 \cdot 10^{-9}$ [71, 75]. Обеспечить подобные стабильности частоты возможно, используя, например, молекулярные генераторы [75]. Однако осуществление бортовых молекулярных генераторов является пока очень трудной технической задачей.

Остановимся теперь коротко на вопросе о размещении на местности радиовизира скорости баллистической ракеты. При запуске такой ракеты необходимо контролировать модуль вектора скорости, направление которого совпадает с касательной к траектории.

Значение этого модуля будет равно радиальной скорости, измеряемой радиовизиром, при условии, что линия, соединяющая точку местонахождения ракеты с точкой расположения радиовизира на поверхности земли, будет совпадать с касательной к траектории ракеты на участке выключения двигателя (рис. 10.19). Поэтому радиовизир скорости ракеты РВ_v желательно отнести от места старта ракеты (совпадающего с началом системы координат O; x; y; z) на некоторое расстояние R_v в точку пересечения касательной к траектории ракеты с поверхностью земли. При этом радиовизир скорости должен устанавливаться в плоскости Oxy, в которой проходит траектория ракеты [67].

В заключение следует отметить, что рассмотренные в данном параграфе способы измерения скорости далеко не исчерпывают все возможности радиотехники в решении подобной задачи.

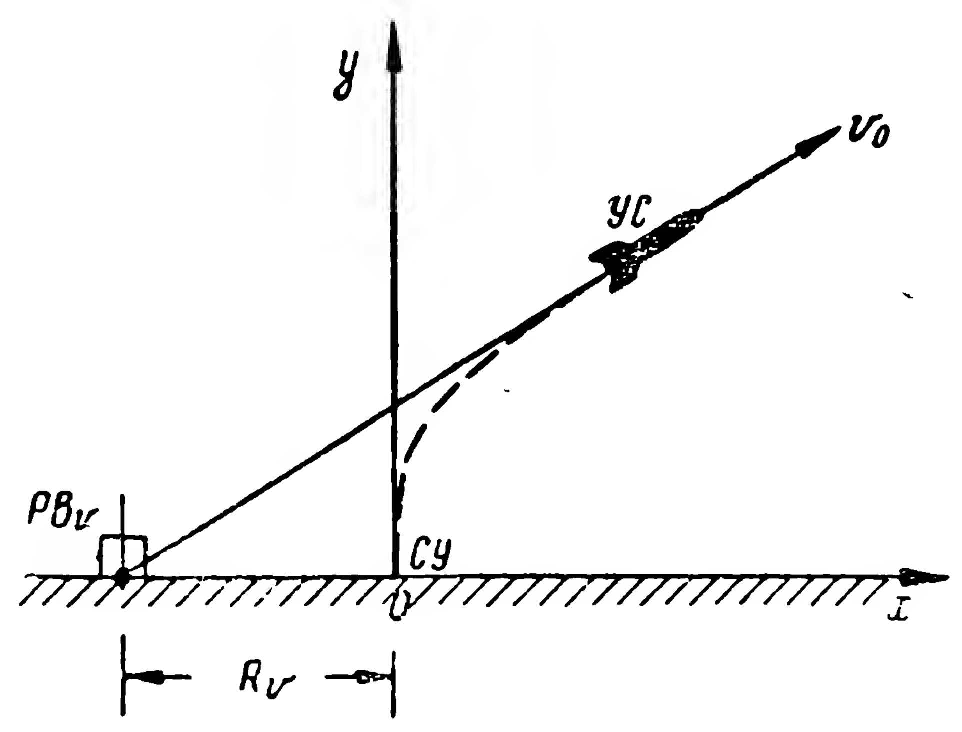


Рис. 10.19. Размещение на местности радиовизира измерения скорости баллистической ракеты:

РВ$_v$ — радиовизир скорости; СУ—стартовая установка; УС — управляемый снаряд.

10.6. СПОСОБЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БАЛЛИСТИЧЕСКИМИ РАКЕТАМИ

1. Каналы радиоуправления

Для задач, рассматриваемых в настоящей главе, радиоуправление должно обеспечивать ликвидацию отклонений фактической траектории полета ракеты от заранее (перед стартом) программированной траектории, обеспечивающей полет на заданную дальность или вывод на заданную орбиту. Эта задача может решаться способом радиотелеуправления или радиотеленаведения.

При радиотелеуправлении имеются наибольшие возможности максимального упрощения бортовой аппаратуры, так как задача формирования команд целиком решается на земле. Однако при радиотеленаведении отпадает необходимость применения радиовизира в системе бокового управления ракеты и в некоторых случаях может быть повышена скорострельность. Для радиотеленаведения ракет ближнего действия использовалась система, аналогичная описанной в гл. 3 [13, 67].

При запуске спутника Земли или космической ракеты целесообразно применение системы радиотелеуправления, так как в этих случаях обычно необходим контроль траектории полета ракеты или спутника и после остановки двигателя. Следовательно, одни и те же средства радиовизирования могут быть использованы как для управления, так и для определения траектории.

В наиболее простых случаях система радиотелеуправления баллистической ракетой включает в себя следующие элементы [45]:

1) радиовизир, обеспечивающий контроль угловых координат ракеты и дальности до нее;

2) линию радиотелеуправления, обеспечивающую передачу команды курса и команды тангажа;

3) допплеровскую радиосистему измерения радиальной скорости;

4) радиоканалы передачи разовых команд выключения двигателя;

5) управляющий счетнорешающий прибор, обеспечивающий формирование необходимых команд управления.

Рассмотрим коротко возможные варианты осуществления радиотехнических устройств, входящих в подобный комплекс технических средств.

Радиовизир, измеряющий угловые координаты и угловые скорости ракеты, вместе с линией радиотелеуправления представляет собой комплекс радиотехнических устройств бокового управления.

Система бокового управления работает в течение всего времени полета ракеты вдоль активного участка траектории (исключая стартовую его часть) и представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования. Радиосистема измерения угловых координат и линия радиотелеуправления должны рассматриваться как радиозвенья замкнутого контура бокового управления.

Для измерения угловых координат снаряда может быть использована любая из угломерных систем, рассмотренных в предыдущих разделах настоящей главы. В работе [45] описана система радиотелеуправления баллистической ракетой, в которой для контроля угловых координат применена амплитудно-импульсная угломерная система.

В качестве линий радиотелеуправления могут быть

использованы любые командные радиолинии, рассмотренные в гл. 7. При выборе наиболее целесообразного варианта линии радиотелеуправления основное значение должны иметь вопросы надежности, помехоустойчивости, а также вопросы конструктивного характера.

Радиосистема измерения радиальной скорости в совокупности с радиоканалом разовых команд представляет собой основную часть комплекса управления дальностью. Комплекс радиоуправления дальностью является радиотелемеханической системой (см. гл. 4). Для измерения радиальной скорости можно применить допплеровскую систему. В частности, подобный способ измерения радиальной скорости описан в работах [13, 45, 67]. Анализ аналогичной системы дан в предыдущем параграфе настоящей главы.

2. Радиотелемеханические каналы

Рассмотрим сначала в качестве примера возможный вариант осуществления радиоканала разовой команды остановки двигателя. Подобные радиоканалы работают в пределах сравнительно небольших дальностей в условиях прямой геометрической видимости. Поэтому необходимое значение отношения сигнал/шум здесь обеспечивается.

Основные требования к таким радиоканалам состоят в следующем: во-первых, необходимо иметь достаточно малое время прохождения команды [условие (10.3.13)]; во-вторых, надежность действия должна быть весьма высокой; в-третьих, прохождение команды при наличии организованных помех должно быть практически достоверным (в статистическом смысле) событием. В частности, должна быть обеспечена невозможность образования помехами ложных команд.

Достаточно малое время прохождения команды через радиоканал достигается соответствующим выбором ширины полосы пропускания канала. Из условия (10.3.14б) следует, что ширина полосы пропускания радиоканала разовой команды должна достигать сотен герц. Факторы, определяющие задержку разовой команды, были рассмотрены в гл. 4.

Возможная блок-схема радиоканала остановки двигателя приведена на рис. 10.20. На вход радиоканала с выхода схемы измерения скорости (см. рис. 10.18) по-

ступает сигнал разовой команды $u_{рк}$. В результате воздействия сигнала разовой команды на генератор *1* (генератор манипуляционной частоты $F_{мн}$) последний начинает работать. На выходе этого генератора (в точке *а*) появляется сигнал, представляющий собой напряжение прямоугольной формы.

Временные диаграммы сигналов в различных точках схемы рис. 10.20 приведены на рис. 10.21.

Напряжение прямоугольной формы с помощью реле *3* подключает ко входу радиопередающего устройства *4*

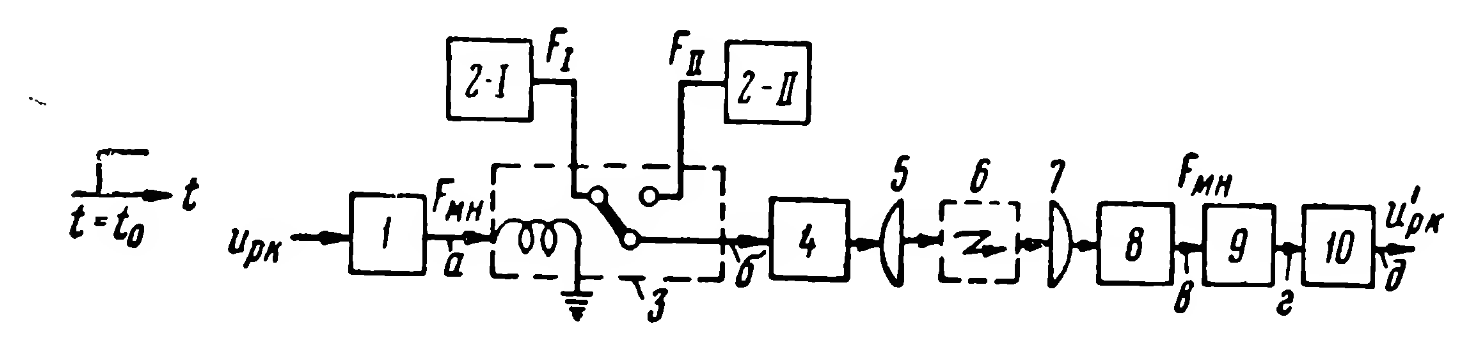


Рис. 10.20. Блок-схема радиоканала команды остановки двигателя:
1 — манипуляционный генератор; *2* — генераторы поднесущих частот (*2-I* — генератор поднесущей частоты F_I, *2-II* — генератор поднесущей частоты F_{II}); *3* — поляризованное реле; *4* — радиопередающее устройство; *5* — передающая антенна; *6* — трасса радиоканала; *7* — приемная антенна; *8* — радиоприемное устройство; *9* — фильтр, настроенный на частоту манипуляции $F_{мн}$; *10* — выпрямитель.

напряжения поднесущих частот F_I и F_{II}. Результирующая поднесущая показана на рис. 10.21,*б*.

Несущая радиопередающего устройства модулируется по амплитуде поднесущей и излучается антенной *5*.

На выходе бортового радиоприемного устройства (в точке *в*) командный сигнал представляет собой напряжение прямоугольной формы. После прохождения этого напряжения через фильтр *9*, настроенный на частоту манипуляции, получается синусоидальное напряжение (в точке *г*). Закон нарастания огибающей синусоидального напряжения на выходе фильтра *9* определяется частотной характеристикой этого фильтра. Далее синусоидальный сигнал поступает в выпрямитель *10*, на выходе которого (в точке *д*) получим командный сигнал $u'_{рк}$.

Устройства остановки двигателя срабатывают, как только напряжение командного сигнала $u'_{рк}$ достигнет некоторого определенного уровня, равного $u_{пор}$.

Время прохождения сигнала разовой команды через рассмотренный радиоканал

$$T_{\Sigma} \approx t_R + t_{\text{рк}}, \qquad (10.6.1)$$

где t_R — время распространения радиоволн от передающей антенны к приемной;

$t_{\text{рк}}$ — определяется инерционностью радиоприемного тракта, в первую очередь инерционностью выходного фильтра выпрямителя *10*.

Радиотелемеханические каналы, предназначенные для управления различными устройствами, расположенными

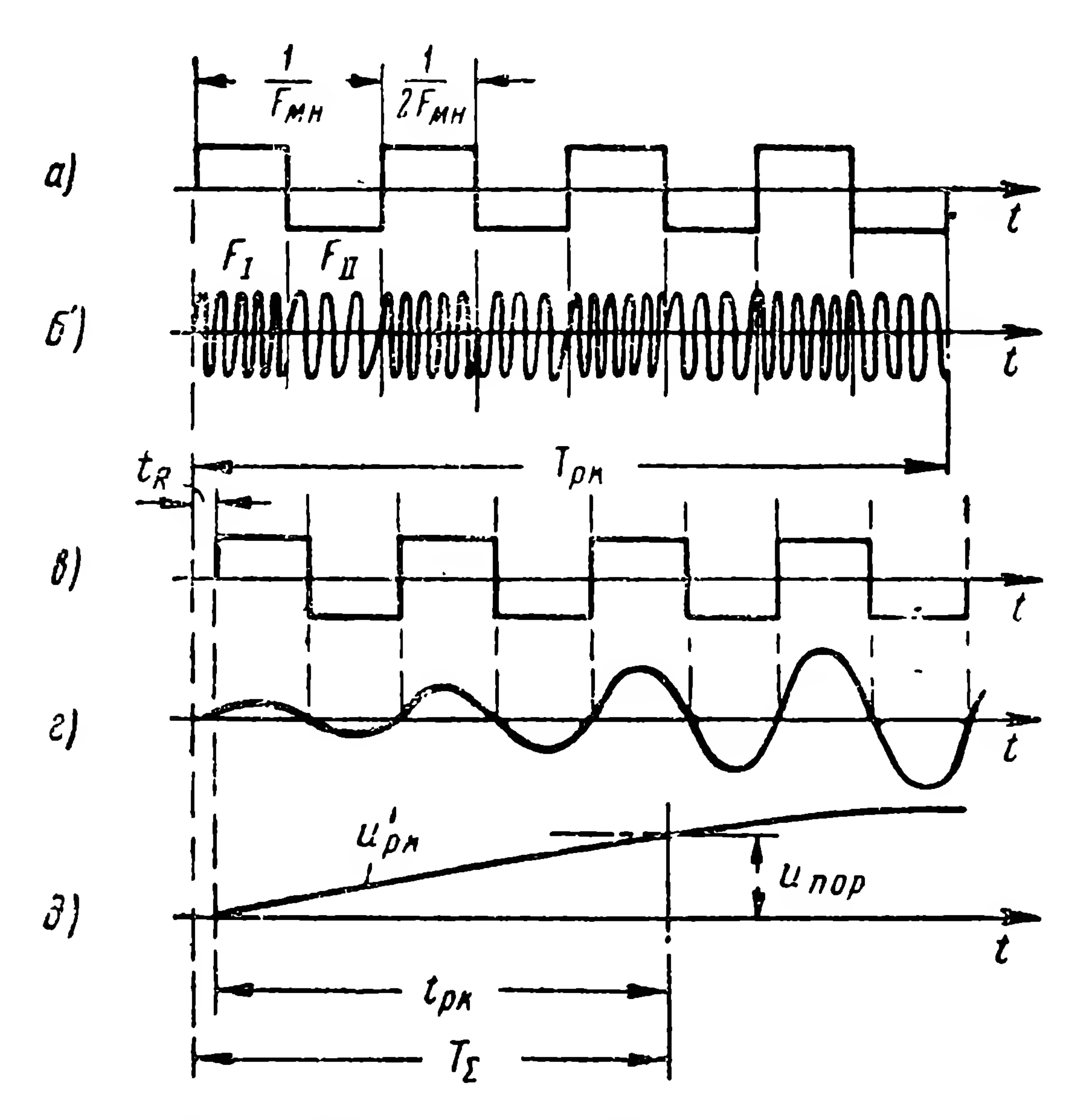


Рис. 10.21. Временные диаграммы напряжений в различных точках тракта радиоканала команды остановки двигателя.

на борту космических ракет, в общем случае должны работать на дальностях, достигающих сотен тысяч и миллионов километров. Кроме того, необходимое время работы таких радиоканалов может достигать нескольких десятков и даже сотен суток (например, при полете к другим планетам).

При весьма больших (космических) дальностях основная проблема при осуществлении радиотелемеханических каналов будет заключаться в трудности обеспечения необходимых отношений сигнал/шум. Кроме этого, возникает ряд проблем, связанных с вопросами конструктивного построения аппаратуры.

Некоторое облегчение в решении задачи связи «земля — космос» состоит в том, что здесь не накладывается таких жестких требований на максимально допустимое время передачи команд, как в радиоканалах остановки двигателя. Подобное обстоятельство позволяет сузить полосы пропускания радиоприемных устройств и тем самым существенно снизить необходимые значения мощности сигнала на входе бортовых радиоприемников.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

11.1. ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЛЕКСА УПРАВЛЯЕМОГО СНАРЯДА И ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМЫ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Понятие эффективности оружия

В общем случае под эффективностью оружия $Э_\Sigma$, предназначенного для атаки, можно понимать [38] отношение общего ущерба причиняемого противнику $У_\Sigma$ к общей стоимости оружия $Ц_\Sigma$

$$Э_\Sigma = \frac{У_\Sigma}{Ц_\Sigma}. \qquad (11.1.1а)$$

Аналогично, для эффективности оружия, предназначенного для обороны, можно написать

$$Э_0 = \frac{C_0}{Ц_0}, \qquad (11.1.1б)$$

где C_0 — предотвращенный ущерб, которой мог бы быть нанесен противником, если бы не было применено данное оружие;

$Ц_0$ — стоимость этого оружия.

Значения величин, входящих в соотношения (11.1.1), иногда выражают в денежном исчислении [38].

При оценке значения $Ц_\Sigma$ и $Ц_0$ в общем случае должны быть учтены: прямые расходы на выполнение боевой за-

дачи, потери в технике и личном составе, расходы на производство оружия и расходы по обслуживающим тыловым организациям.

Необходимость учета таких факторов, как, например, потери в личном составе, делает в ряде случаев необоснованным выражение стоимостей ($Ц_\Sigma$; $Ц_0$; $У_\Sigma$; $С_0$) только в денежном исчислении, как это принято в [38].

Значение причиненного ущерба, а следовательно, и эффективность $Э_\Sigma$ зависят прежде всего от вероятности поражения цели при применении оружия. Аналогично предотвращенный ущерб, а следовательно, и эффективность $Э_0$ в существенной степени также определяются вероятностью поражения средств нападения противника с помощью данного оружия.

Для сравнения различных возможных вариантов комплекса управляемого снаряда, обеспечивающих решение поставленной тактической или стратегической задачи, и выбора наиболее оптимального варианта в принципе необходимо исходить из оценки их эффективностей. Однако получение количественных значений эффективности является трудной задачей, которую далеко не всегда удается решить. Поэтому решение ряда технических вопросов, связанных с разработкой комплекса управляемого снаряда, в первом приближении выполняется на основе частных, более простых, хотя и более приближенных критериев. В следующем разделе рассматриваются некоторые возможные критерии подобного рода.

2. Факторы, определяющие эффективность комплекса управляемого снаряда

На первый взгляд может показаться, что в качестве приближенного критерия для сравнения комплексов управляемых снарядов хорошо было бы использовать точность наведения. Однако при более внимательном рассмотрении введение такого критерия оказывается недостаточным.

Действительно, если в качестве основного критерия взять критерий точности, то лучшим будет тот комплекс управляемого снаряда, система управления которого обеспечивает наименьшую ошибку наведения. Практически

систему управления можно сделать весьма точной, если не учитывать требований простоты, малых габаритов и веса. Однако подобная система может оказаться весьма ненадежной из-за сложности и будет часто отказывать в процессе эксплуатации. Кроме того, усложнение и увеличение веса бортовой аппаратуры снаряда приведет к необходимости уменьшения веса боевого заряда. В итоге комплекс управляемого снаряда с более точной системой управления может оказаться менее эффективным, чем комплекс с менее точной, но более простой системой управления.

Критерий сравнения комплексов управляемых снарядов можно установить, основываясь непосредственно на их назначении, которое состоит в поражении цели. В качестве такого критерия удобно взять *вероятность поражения цели* [12].

Вероятность поражения цели является достаточно общим и удобным критерием для сравнения основных технических характеристик комплексов управляемого снаряда (определение комплекса управляемого снаряда дано в гл. 1). Такой критерий пригоден для теоретического анализа, так как во многих случаях может быть вычислен сравнительно простыми средствами. Поэтому несмотря на то, что подобный критерий не учитывает всех существенных факторов (например, стоимость оружия), он все-таки часто используется.

При определении вероятности поражения цели в общем случае следует исходить из факта появления или наличия $N_{\Sigma ц}$ целей, каждая из которых должна быть уничтожена с помощью данного комплекса управляемого снаряда.

Операция по уничтожению цели управляемым снарядом в общем случае состоит из обнаружения цели средствами обнаружения, захвата ее средствами визирования, выстрела и наведения управляемого снаряда на цель с помощью системы радиоуправления. Само собой разумеется, что если наведение снаряда происходит с неподвижного пункта управления, то понятия обнаружения и захвата цели теряют свой смысл для неподвижных целей, географические координаты которых заранее известны.

Будем в дальнейшем считать, что обнаружение цели осуществляется радиолокационной станцией.

В общем случае не все $N_{\Sigma ц}$ целей обязательно будут своевременно обнаружены этой станцией. Пусть число своевременно обнаруживаемых в известных зонах обнаружения целей равно $N_{ц\,обн}$. Тогда вероятность обнаружения цели можно оценивать отношением

$$P_{обн} = \frac{N_{ц\,обн}}{N_{\Sigma ц}}, \tag{11.1.2}$$

что справедливо, конечно, только при условии, что события, заключающиеся в появлении и обнаружении цели, могут рассматриваться как массовые и, следовательно, к ним применимы статистические методы исследования.

Все последующие определения также справедливы только в пределах подобного предположения.

После того как цель обнаружена, необходимо обеспечить ее захват и последующее сопровождение средствами визирования системы радиоуправления. В качестве радиовизира цели может быть использована, например, радиолокационная станция с автослежением.

Очевидно, следует считаться с тем, что практически не все обнаруженные цели будут своевременно захвачены средствами визирования в соответствующих зонах захвата.

Пусть число своевременно захваченных целей равно $N_{ц\,з}$. Тогда вероятность захвата обнаруженной цели соответствующим радиовизиром системы управления может быть определена в результате статистических испытаний следующим образом:

$$P_{з} = \frac{N_{ц\,з}}{N_{ц\,обн}}. \tag{11.1.3}$$

Цель, захваченная радиовизиром, должна сопровождаться в течение всего времени наведения. Вероятность надежного сопровождения цели радиовизиром обозначим через $P_{с\,ц}$.

После того как цель захвачена радиовизиром, необходимо установить наиболее выгодный для выстрела момент и в общем случае занять наиболее выгодное исходное положение для атаки. Момент выстрела может быть вычислен в соответствующем счетнорешающем приборе.

Надежность этого прибора оценим вероятностью исправного действия, которую обозначим через P_t. В соответствии с результатом вычисления производится выстрел. Надежность стартовой установки также оценим вероятностью ее исправности $P_{старт}$.

Некоторые из выпущенных снарядов могут и не обеспечить поражения цели вследствие следующих основных причин, действие которых будем считать независимым.

1. Нарушение работы системы радиоуправления противником путем организации искусственных радиопомех. Обозначим вероятность подобного события через $P_{пх}$.

2. Уничтожение снаряда противником в процессе наведения снаряда на цель (вероятность $P_{ун}$).

3. Отказ в работе системы радиоуправления из-за неисправности звеньев этой системы (вероятность P_0).

Вероятность события P_0 может быть записана следующим образом:

$$P_0 = 1 - (1 - P_{отк})(1 - P_{неиспр}), \qquad (11.1.4)$$

где $P_{отк}$ — вероятность отказа радиоэлектронных устройств контура управления;

$P_{неиспр}$ — вероятность отказа остальных звеньев этого контура, включая собственно снаряд.

4. Непоражения цели вследствие того, что ее жизненно важные центры оказываются незатронутыми при взрыве.

Вероятность непоражения представляет собой величину, равную $(1 - P_{пор})$, где $P_{пор}$ — вероятность поражения, методика и примеры оценки которой были даны в гл. 1.

Вероятность поражения цели выпущенным снарядом при условий, что на каждую цель наводится только один снаряд, будет равна

$$P_{э1} = \frac{N_ц}{N_в} = (1 - P_{пх})(1 - P_{ун})(1 - P_{отк}) \times \times (1 - P_{неиспр}) P_{пор} P_{с\,ц}, \qquad (11.1.5)$$

где $N_ц$ — число пораженных целей;

$N_в$ — число произведенных выстрелов.

Вероятность $P_{э1}$ можно назвать эффективностью одного управляемого снаряда.

Эффективность комплекса управляемого снаряда с учетом принятых выше определений можно теперь записать следующим образом:

$$P_{\text{эк}} = \frac{N_{\text{ц}}}{N_{\Sigma\,\text{ц}}} = P_{\text{обн}} P_{\text{з}} P_t P_{\text{старт}} P_{\text{эl}}. \qquad (11.1.6)$$

Таким образом, эффективность комплекса управляемого снаряда представляет собой вероятность поражения цели с помощью данного комплекса.

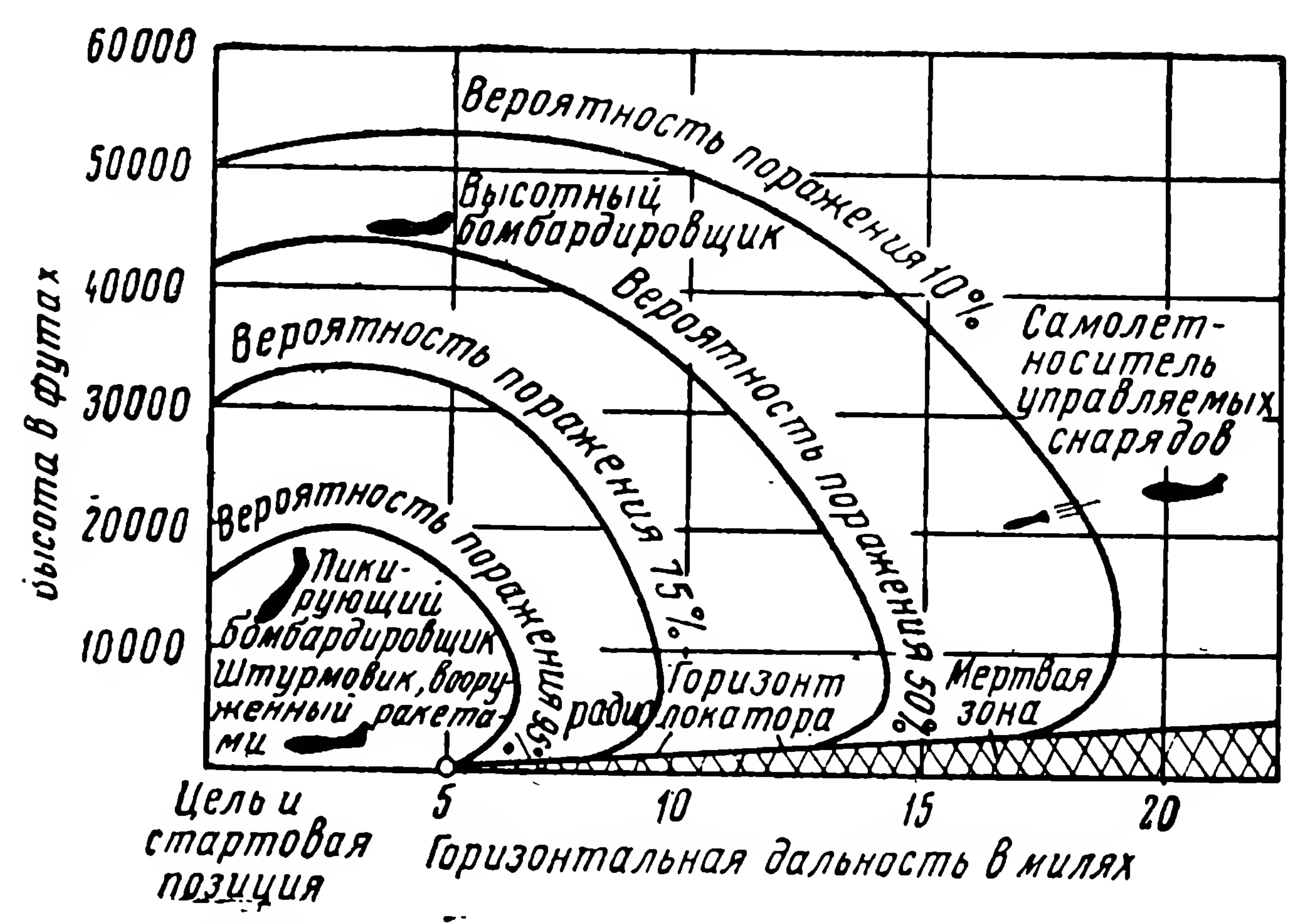


Рис. 11.1. Эффективность комплекса зенитных управляемых снарядов при отражении атаки бомбардировщиков.

В общем случае эта эффективность будет различной для различных дальностей наведения и возможных боевых зон, в пределах которых цель может быть поражена.

В качестве примера на рис. 11.1 приведены зависимости эффективности комплекса зенитного управляемого снаряда при отражении атаки бомбардировщиков от высоты полета цели и дальности до нее [38].

Характеристики радиотехнических устройств, входящих в комплекс управляемого снаряда, полностью или частично определяют значения вероятностей $P_{\text{пх}}$, $P_{\text{отк}}$, $P_{\text{пор}}$, $P_{\text{обн}}$, $P_{\text{з}}$ и $P_{\text{сц}}$ в формулах (11.1.5) и (11.1.6). Остальные вероятности в этих формулах ($P_{\text{ун}}$, $P_{\text{неиспр}}$, P_t) в дальнейшем считаются заданными и не рассматриваются.

Кроме эффективности комплекса $P_{эк}$, будем также различать эффективность системы управления, понимая под этой эффективностью следующую величину:

$$P_{э\,у} = (1 - P_{отк})(1 - P_{неиспр})(1 - P_{пх}) P_{пор} P_{сц}. \qquad (11.1.7)$$

Как видно из сравнения формул (11.1.7) и (11.1.5), эффективность управляемого снаряда становится тождественной эффективности системы управления, если считать, что вероятность уничтожения снаряда противником равна нулю.

Понятие эффективности системы радиоуправления позволяет сравнивать различные варианты выполнения таких систем.

В дальнейшем будем считать, что вероятность надежного слежения за целью $P_{с\,ц}$ и вероятность отказа нерадиотехнических устройств системы радиоуправления $P_{неиспр}$ заданы (так же как и вероятности $P_{ун}$, $P_{неиспр}$ и P_t).

Вопрос о вероятности поражения цели $P_{пор}$, соответствующей нормально работающей системе наведения, был рассмотрен в гл. 1. Поэтому основное внимание в дальнейшем уделяется оценке помехозащищенности систем радиоуправления, определяющей вероятность $P_{пх}$, и надежности радиотехнических устройств, определяющей вероятность $P_{отк}$.

11.2. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ОРГАНИЗАЦИИ РАДИОПОМЕХ

1. Классификация видов организованных радиопомех

При классификации по признаку попадания в рабочий диапазон радиолинии можно различать следующие виды радиопомех:

1) частотно-модулированные;
2) прицельные;
3) заградительные.

Эффективность воздействия помех на радиолинию существенно зависит от используемого метода модуляции помехи. С позиции классификации по этому признаку можно различать помехи:

1) ретрансляционные;
2) шумовые;

3) импульсные;

4) немодулированные незатухающие гармонические колебания.

Само собой разумеется, что указанные виды помех далеко не исчерпывают всех возможных вариантов модуляции несущего колебания мешающего сигнала. Кроме того, возможны мешающие сигналы, не имеющие в своем составе несущего колебания.

Для выбора наиболее эффективного метода модуляции и требуемой мощности мешающего сигнала необходимо иметь данные о принципе работы радиолинии, ширине полосы пропускания ее радиоприемного тракта и возможных значениях мощности полезного сигнала на входе.

2. Частотно-модулированные помехи

Для организации частотно-модулированных помех требуются наиболее простые технические средства и минимум исходных данных о частотах радиолинии, работа которой должна быть нарушена. Здесь достаточно знать только диапазон волн, в котором работает эта радиолиния. Возможная блок-схема устройства излучения частотно-модулированной помехи приведена на рис. 11.2. Частота мешающего сигнала $f_{пх}$ непрерывно изменяется в простейшем случае по периодическому закону в определенных пределах от $f_{пх\,мин}$ до $f_{пх\,макс}$. Девиация частоты при этом равна $F_{пхд}$.

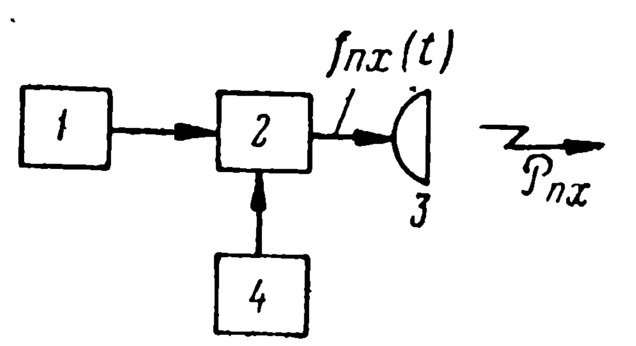


Рис. 11.2. Блок-схема устройства излучения частотно-модулированной помехи:

1 — частотный модулятор; 2 — передающее устройство; 3 — антенна; 4 — дополнительный амплитудный модулятор.

Если известен не только диапазон рабочих волн радиолинии, но и принцип ее работы, то мешающий эффект частотно-модулированной помехи в определенных случаях может быть повышен путем применения дополнительной амплитудной модуляции. В схеме рис. 11.2 это обстоятельство учтено включением в состав передающего устройства мешающего сигнала дополнительного амплитудного модулятора 4. Так, например, в случае применения в радиолинии импульсных методов работы может оказаться более выгодным, чтобы передающее устройство мешающей установ-

ки излучало не незатухающий частотно-модулированный сигнал, а определенную последовательность радиоимпульсов с изменяющейся частотой несущего колебания.

Отличительной особенностью частотно-модулированной помехи является то обстоятельство, что при благоприятных условиях с помощью одного передатчика помех можно одновременно нарушить работу всех тех радиолиний, полосы пропускания приемников которых находятся в пределах диапазона частот, равного примерно удвоенной девиации частоты помехи ($2F_{пхд}$). Следовательно, такая мера защиты от помех, как смена рабочих волн радиолинии, не даст здесь никакого эффекта, если возможные рабочие волны находятся в пределах этого диапазона.

3. Прицельные помехи

Прицельная помеха организуется на рабочей волне радиолинии. Следовательно, для организации такой помехи прежде всего должна быть известна рабочая ча-

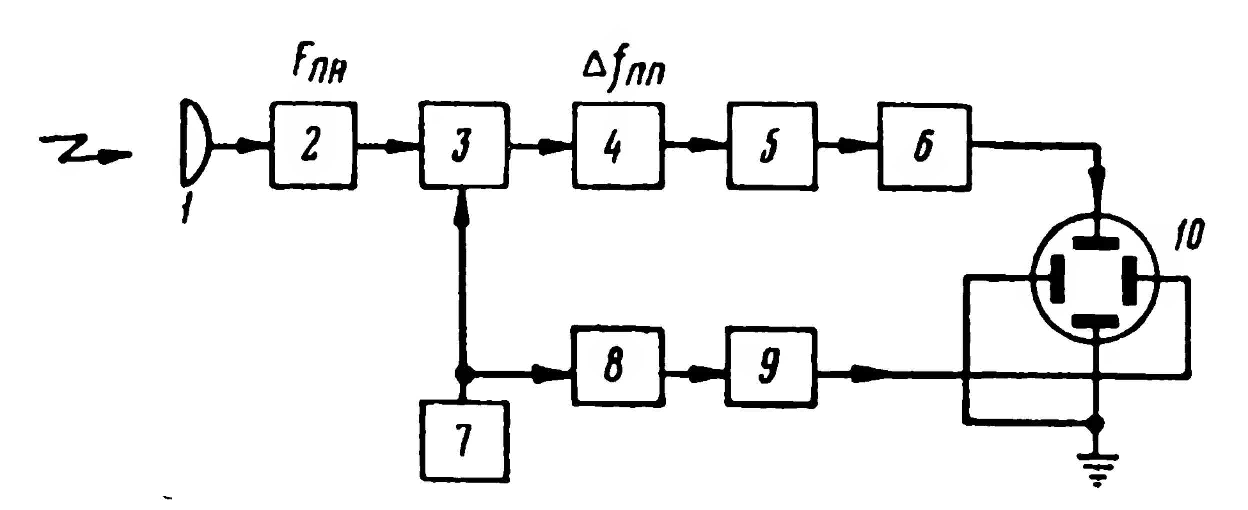


Рис. 11.3. Блок-схема разведывательного приемника с панорамной индикацией:

1—приемная антенна; 2—широкополосный усилитель высокой частоты (УВЧ); 3—смеситель; 4—усилитель промежуточной частоты; 5—амплитудный детектор; 6—видеоусилитель; 7—гетеродин с частотой, изменяющейся по периодическому (пилообразному) закону; 8—частотный дискриминатор; 9—блок формирования напряжения развертки; 10—индикаторная электронно-лучевая трубка.

стота радиолинии, т. е. частота, на которую настроено ее радиоприемное устройство.

Значение рабочей волны радиолинии может быть установлено, например, с помощью разведывательного приемника с панорамной индикацией. Возможная блок-схема такого приемника с однократным гетеродинированием приведена на рис. 11.3.

Принцип действия панорамного разведывательного приемника поясняется рис. 11.4. На этом рисунке: f_x — несущая частота радиоканала, значение которой должно быть установлено с помощью разведывательного приемника; $\Delta f_{пп}$ — ширина полосы пропускания усилителя промежуточной частоты приемника; $F_{пн}$ — ширина просматриваемого диапазона частот или полоса наблюдения.

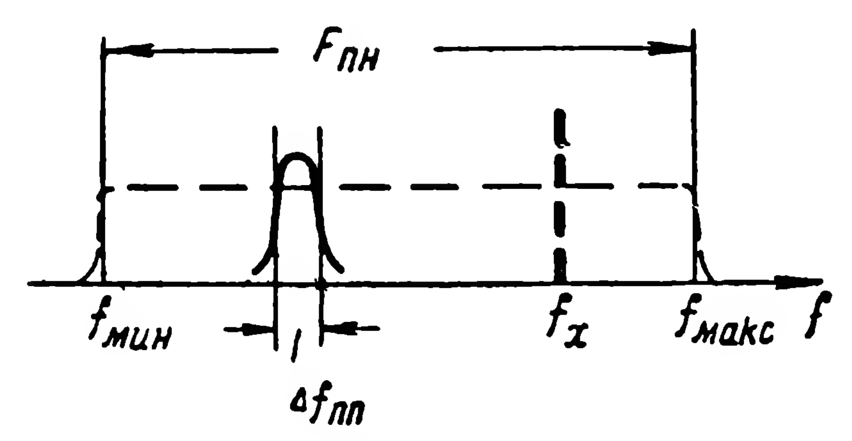


Рис. 11.4. Диапазон наблюдения панорамного приемника.

Усилитель высокой частоты 2 имеет широкую полосу пропускания, равную полосе наблюдения $F_{пн}$. В пределах этой полосы периодически перестраивается гетеродин 7. Развертка индикатора через дискриминатор 8 связана с перестройкой этого гетеродина и градуируется в значениях частоты. Все сигналы, находящиеся в пределах полосы $F_{пн}$ (на рис. 11.4 обозначен один из таких сигналов—сигнал с частотой, равной f_x), будут приняты и могут одновременно наблюдаться на индикаторе, обладающем достаточным послесвечением экрана. На рис. 11.5 приведена возможная блок-схема устройства излучения прицельной помехи, предназначенной для нарушения работы радиолинии с непрерывным или периодическим излучением рабочих сигналов. В этой схеме после обнаружения работы радиолинии периодическая перестройка панорамного приемника прекращается. Настройка приемника фиксируется на рабочей частоте радиолинии, затем с помощью блока

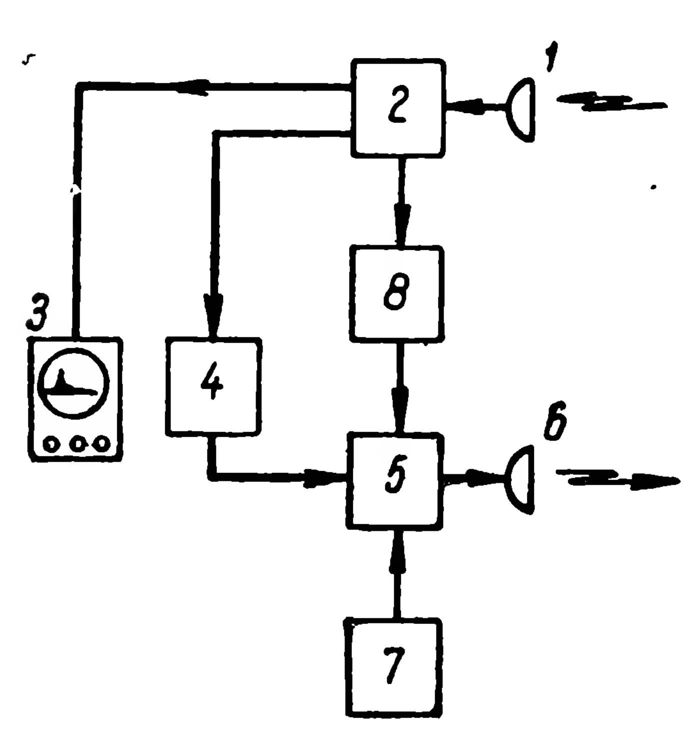


Рис. 11.5. Блок-схема устройства формирования и излучения прицельной помехи:

1 — приемная антенна; *2* — панорамный приемник; *3* — индикаторное устройство панорамного приемника; *4* — блок автоматической подстройки частоты передающего устройства помех; *5* — передающее устройство помех; *6* — передающая антенна; *7* — модулятор передатчика помех; *8* — блок временного разделения трактов приема и передачи.

автоматической подстройки частоты осуществляется настройка генератора помехи на рабочую частоту радиолинии. После включения передатчика прицельной помехи контроль разведывательным приемником работы радиолинии станет уже невозможным из-за излучения на этой же частоте и мешающего сигнала. Поэтому передающее устройство периодически выключается и проверяется правильность его настройки. Выключение обеспечивается блоком временного разделения *8*.

В более сложных вариантах устройств формирования прицельной помехи может также применяться автоматическое и ручное слежение за направлением прихода сигнала с последующей ориентацией направленной передающей антенны мешающей установки в этом направлении [44, 62, 94].

Для организации прицельной помехи необходимо иметь более сложный состав технических средств, чем для организации частотно-модулированной помехи.

4. Заградительные помехи

Организация заградительной помехи представляется вероятной в тех случаях, когда с помощью разведывательного приемника невозможно достаточно точно установить действительное значение рабочей волны радиолинии.

Так, например, рассмотрим случай, когда требуется нарушить работу радиолинии, в которой используется значительное количество (N_f) сменных частот (рис. 11.6). Если время, в течение которого осуществляется наведение, очень мало, то обнаружить рабочую частоту разведывательным приемником и затем организовать помеху будет затруднительно. Пусть, однако, заранее удалось установить значения всех N_f частот. Тогда для обеспечения безусловного нарушения работы радиолинии необходимо организовать помеху на каждой возможной рабочей частоте радиолинии, т. е. одновременно на N_f частотах (рис. 11.6,*в*). Если известен только рабочий диапазон, то можно создать помеху, спектр которой $F_{\text{пх}}$ перекрывает весь диапазон, в пределах которого размещены рабочие частоты радиолинии (рис. 11.6,*г*). Подобные помехи и называются заградительными.

Полный комплекс аппаратуры, необходимой для организации заградительной помехи, в общем случае дол-

жен включать в себя N_f отдельных комплектов передающей аппаратуры прицельных помех либо один комплект с очень широким диапазоном. Следовательно, с точки зрения сложности организации и необходимых энергетических ресурсов заградительная помеха является наименее выгодным типом помех.

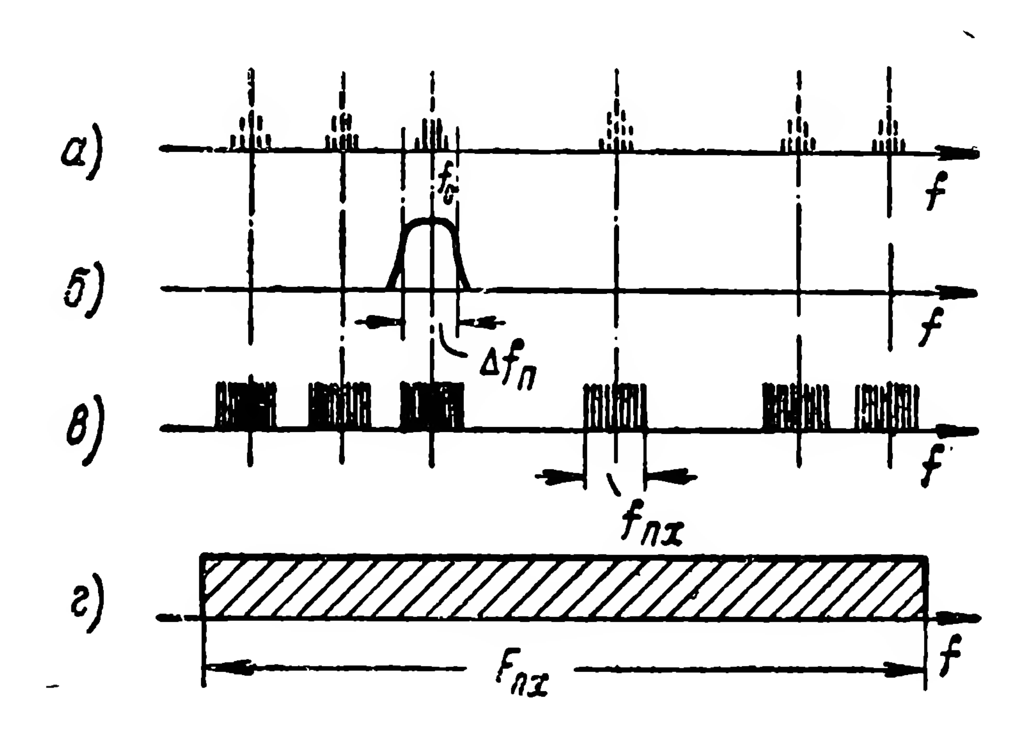


Рис. 11.6. Заградительные помехи:

а — возможный (пунктир) и действительный спектр полезного сигнала; *б* — частотная характеристика приемного устройства радиолинии ($\Delta f_п$ — полоса пропускания); *в* — мешающие сигналы заградительной помехи с дискретным спектром; *г* — мешающий сигнал заградительной помехи с непрерывным спектром.

Перейдем теперь к рассмотрению возможных видов организованных радиопомех согласно второй классификации, приведенной в начале данного параграфа.

5. Ретрансляционные помехи. Немодулированные помехи. Шумовые и импульсные помехи

В ретрансляционных помехах мешающий сигнал является «копией» рабочего сигнала радиолинии. Поэтому подобная помеха является одним из наиболее опасных видов помех. Можно различать два типа ретрансляционных помех.

При организации ретрансляционной помехи первого типа должна быть известна используемая в радиолинии рабочая структура полезного сигнала. Поэтому в состав аппаратуры, необходимой для организации такой помехи, должно входить, во-первых, устройство, позволяющее установить все параметры рабочего сигнала, и, во-вто-

рых, устройство, воспроизводящее копию этого сигнала с соответствующими искажениями сообщения. При успешной организации ретрансляционной помехи первого типа может оказаться возможным полностью перехватить управление снарядом.

При организации ретрансляционной помехи второго типа нет необходимости в определении структуры рабочего сигнала радиолинии. Сигнал радиолинии принимается радиоприемником станции помех, усиливается и переизлучается с определенной временной задержкой.

Возможна организация не только прицельной ретрансляционной помехи, но также и ретрансляционной помехи на частотно-модулированной несущей или нескольких несущих. Это, например, может иметь место в случае использования в станции помех радиоприемника с весьма широкой полосой пропускания и фиксированной настройкой. В качестве таких приемников применяются разведывательные приемники прямого усиления [44].

С целью защиты от ретрансляционных помех первого типа в радиолинии следует иметь достаточно большое число сложных и допускающих быструю смену структур рабочего сигнала.

Мешающий сигнал прицельной или заградительной помехи в наиболее простом случае может представлять собой немодулированное высокочастотное гармоническое колебание. Однако такие прицельные и заградительные помехи далеко не всегда являются эффективными [25].

Значительно более опасными могут оказаться прицельные или заградительные помехи, у которых мешающий сигнал представляет собой или несущую, промодулированную шумовым напряжением, или просто шумовое напряжение. Также заслуживают серьезного внимания прицельные и заградительные помехи, представляющие собой периодические или хаотические последовательности радиоимпульсов [23, 25]. Кроме того, следует также иметь в виду, что и частотно-модулированное колебание дополнительно может быть промодулировано по амплитуде той или иной последовательностью импульсов, что уже отмечалось выше.

Таким образом, можно говорить о шумовых и импульсных прицельных или заградительных помехах, а также о импульсных помехах с частотно-модулированной несущей.

Хаотические импульсные помехи с точки зрения необходимой средней мощности передающих устройств в ряде случаев являются более выгодными, чем шумовые помехи, особенно если необходимо нарушить работу радиолинии, в которой используются методы импульсной модуляции.

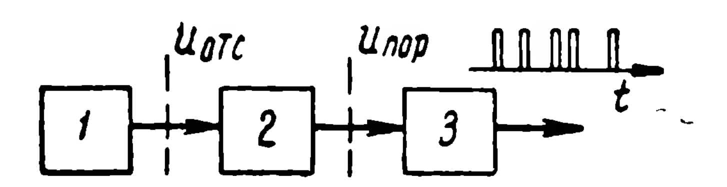


Рис. 11.7. Блок-схема генератора хаотической импульсной помехи:

1 — генератор шумов; *2* — каскад с отсечкой по минимуму $u_{отс}$ и ограничением по максимуму; *3* — спусковая схема, формирующая импульсы постоянной амплитуды и длительности.

Хаотическая последовательность импульсов постоянной длительности может быть получена, например, с помощью блок-схемы, изображенной на рис. 11.7.

Регулируя в этой схеме уровень отсечки по минимуму $u_{отс}$, можно изменять число выбросов шумового напряжения, поступающих в единицу времени на вход спусковой схемы *3*. Блок *2* в схеме рис. 11.7 может и отсутствовать. Регулировка среднего числа импульсов, формируемых спусковой схемой, в этом случае должна осуществляться изменением напряжения порога срабатывания $u_{пор}$ спусковой схемы (рис. 11.8).

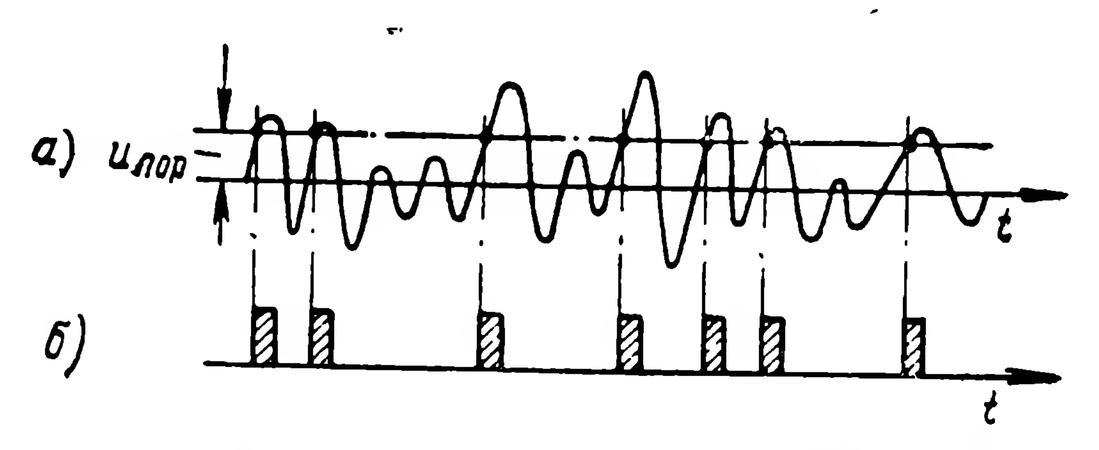


Рис. 11.8. Формирование хаотической импульсной помехи:

а — напряжение на выходе генератора шумов; *б* — хаотическая последовательность импульсов на выходе спусковой схемы.

В заключение настоящего раздела отметим условие организации радиопомех, которое можно считать характерным для рассматриваемых систем радиоуправления.

Время наведения управляемых снарядов не превышает, как правило, нескольких минут. Кроме того, только в редких случаях после организации радиопомехи

можно сразу установить факт нарушения, а тем более эффективность нарушения работы системы управления.

В подобных условиях после организации помех по той или иной конкретной схеме трудно в течение промежутка времени, за который осуществляется наведение, получить дополнительные данные о необходимости замены уже принятой схемы организации помехи другой.

11.3. ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Понятия помехозащищенности, помехоустойчивости и скрытности

Аналитическая оценка возможного снижения эффективности системы управления, обусловливаемого воздействием на эту систему организованных радиопомех, является крайне сложной задачей. Решение этой задачи представляется выполнимым только для наиболее простых частных случаев, причем и в этих случаях иногда приходится ограничиваться качественной оценкой.

Трудность осуществления аналитической оценки усугубляется, в частности, для тех систем управления, в состав которых входит несколько радиоканалов и радиолиний, имеющих различное назначение и основанных на разных принципах.

Эффективность воздействия одной и той же помехи через приемные устройства разных радиолиний в таких системах управления может оказаться существенно различной. Более того, в общем случае нарушение работы системы управления может определяться суммарным эффектом одновременного воздействия помех через приемные устройства нескольких радиоканалов.

Одним из наиболее реальных путей количественной оценки эффективности воздействия помех на систему радиоуправления является применение метода моделирования.

В дальнейшем рассмотрение ограничивается такими условиями, для которых допустимо полагать, что организованные помехи могут воздействовать на систему управления через приемное устройство только одной из радиолиний. Кроме систем управления, включающих в себя только одну линию радиоуправления, подобные

условия можно также считать справедливыми и для тех систем, в которых снижение их эффективности при организации помех работе одной из радиолиний будет наиболее существенным.

При оценке эффективности системы радиоуправления по формуле (11.1.7) действие организованной помехи в общем случае должно учитываться как величиной вероятности $P_{пх}$, так и соответствующим изменением вероятностей $P_{пор}$ и $P_{сц}$. Учитывая это обстоятельство, все возможные виды организованных помех по характеру их воздействия на систему радиоуправления при ориентировочной оценке удобно разделить на следующие две основные группы.

К помехам первой группы отнесем помехи, действие которых полностью нарушает работу системы управления. При воздействии такой помехи эффективность этой системы становится близкой к нулю ($P_{эу}=0$). Воздействие помех первой группы в формулах (11.1.7) и (11.1.5) учитывается величиной вероятности $P_{пх}$.

Ко второй группе следует отнести те организованные радиопомехи, действие которых принципиально не отличается от действия естественных помех (например, от действия собственных шумов радиоприемных устройств). Такие помехи приводят к уменьшению вероятности $P_{сц}$ (т. е. к увеличению вероятности потери цели), а также к уменьшению вероятности поражения цели $P_{пор}$ за счет увеличения или ошибок наведения, или мертвой зоны, или того и другого одновременно.

Помехи второй группы снижают эффективность системы радиоуправления, но в отличие от помех первой группы не обязательно нарушают ее работу полностью.

Очевидно, что разделение организованных помех на такие две группы является в значительной степени условным. Строго говоря, резкую границу между обеими группами помех установить трудно.

Рассмотрим случай, когда ожидается организация помех первой группы.

При принятых выше ограничениях выражение для вероятности полного нарушения работы системы управления во многих случаях можно записать в следующем виде:

$$P_{пх}=P_{орг}\,P_{\lambda}P_{\sigma}, \qquad (11.3.1)$$

где $P_{орг}$ — вероятность того, что радиопомеха вообще будет организована;

P_{λ} — вероятность того, что спектр помехи будет перекрывать полосу пропускания приемного устройства радиолинии системы управления;

P_{σ} — вероятность того, что мощность помехи на входе этого приемного устройства будет превышать значение, достаточное для нарушения работы системы управления.

В случае необходимости критерий (11.3.1) может быть применен последовательно ко всем радиолиниям (или радиоканалам), входящим в систему управления. Таким способом можно установить наиболее слабое (в смысле помехозащищенности) звено этой системы.

Из рассмотрения формулы (11.3.1) следует, что снижение вероятности нарушения работы системы управления организованными радиопомехами может быть достигнуто использованием методов и средств, снижающих вероятность P_{λ}, и использованием методов и средств, снижающих вероятность P_{σ}.

Вероятность

$$P_{скр} = (1 - P_{\lambda}) \qquad (11.3.2а)$$

можно назвать скрытностью излучения радиолинии системы управления, а вероятность

$$P_{уст} = (1 - P_{\sigma}) \qquad (11.3.2б)$$

— помехоустойчивостью системы управления в отношении помех первой группы. Понятие помехоустойчивости системы управления и понятие помехоустойчивости радиолинии, через приемное устройство которой помеха воздействует на систему управления, в дальнейшем будем считать идентичными.

Вероятность

$$P_{защ} = 1 - P_{пх} \qquad (11.3.2в)$$

назовем помехозащищенностью системы радиоуправления при действии помех первой группы.

Учитывая введенные понятия, формулу (11.3.1) можно записать в следующем виде:

$$P_{\text{защ}} = 1 - (1 - P_{\text{скр}})(1 - P_{\text{уст}}) P_{\text{орг}}. \qquad (11.3.3)$$

Скрытность излучения в радиолиниях системы управления так же, как и помехоустойчивость, в общем случае будет различной для различных радиолиний (или радиоканалов) системы управления. При этом может оказаться, что наименее помехоустойчивые линии будут обладать более высокой скрытностью, поскольку средства, увеличивающие скрытность, могут одновременно уменьшать помехоустойчивость и наоборот.

Для количественной оценки скрытности и помехоустойчивости должны быть учтены условия конкретной обстановки в рассматриваемой тактической задаче, характеристики комплекса управляемого снаряда и системы радиоуправления (в особенности характеристики радиозвеньев), а также характеристики средств, которые предположительно можно использовать для организации помех.

Остановимся теперь коротко на вопросе оценки эффективности системы радиоуправления в условиях, когда ожидается организация помех второй из рассмотренных выше двух групп. Полагая, что вероятность организации помехи равна единице, выражение для эффективности ($P_{\text{эу2}}$) в этом случае можно записать следующим образом:

$$P_{\text{эу2}} = P_{\text{эу0}} P_{\text{скр}} + P'_{\text{эу}} (1 - P_{\text{скр}}), \qquad (11.3.4)$$

где $P_{\text{эу0}}$ — эффективность системы управления при отсутствии помех

$$P_{\text{эу0}} = (1 - P_{\text{отк}})(1 - P_{\text{неиспр}}) P_{\text{пор}} P_{\text{сц}}; \qquad (11.3.5)$$

$P_{\text{скр}}$ — скрытность излучения радиолинии;

$P'_{\text{эу}}$ — эффективность системы радиоуправления при наличии помех второй группы, организованных на рабочей частоте радиолинии.

Аналогично формуле (11.3.5)

$$P'_{\text{эу}} = (1 - P_{\text{отк}})(1 - P_{\text{неиспр}}) P'_{\text{пор}} P_{\text{сц}}, \qquad (11.3.6)$$

где $P'_{\text{пор}}$ — вероятность поражения цели при воздействии рассматриваемых помех ($P'_{\text{пор}} < P_{\text{пор}}$).

Возможность воздействия помех на радиовизир, сопровождающий цель, в выражении (11.3.6) не учитывается, т. е. считается, что $P'_{сц} = P_{сц}$.

Вероятность поражения цели с учетом воздействия помех можно оценить с помощью формулы (1.3.13), которую перепишем здесь в следующем виде:

$$P'_{пор} = \int_0^{r_{цвв}} P'_r(r_ц) P_ц(r_ц) dr_ц,$$

где $P'_r(r_ц)$ — закон распределения вероятностей промаха, установленный с учетом воздействия помех.

Формулу (11.3.4) с учетом формул (11.3.5) и (11.3.6) можно переписать следующим образом:

$$P_{эу_2} = P_{эу_0} \left[P_{скр} + \frac{P'_{пор}}{P_{пор}} - P_{скр} \frac{P'_{пор}}{P_{пор}} \right]. \qquad (11.3.7)$$

Отношение $\frac{P'_{пор}}{P_{пор}}$ назовем помехоустойчивостью системы управления $П_{уст}$ в отношении помех второй группы

$$П_{уст} = \frac{P'_{пор}}{P_{пор}}. \qquad (11.3.8)$$

С учетом этого равенства выражение (11.3.7) преобразовывается к виду

$$P_{эу2} = P_{эу0} [1 - (1 - P_{скр})(1 - П_{уст})]. \qquad (11.3.9)$$

Выражение в квадратных скобках можно назвать помехозащищенностью системы управления при действии помех второй группы

$$P'_{защ} = 1 - (1 - P_{скр})(1 - П_{уст}). \qquad (11.3.10)$$

Сравнивая выражения (11.3.10) и (11.3.3), видим, что общие критерии оценки воздействия помех обеих групп имеют одинаковую структуру. Следовательно, формулами (11.1.5) и (11.1.7) можно пользоваться для оценки эффективности при действии помех обеих групп. При этом вместо $(1 - P_{пх})$ следует подставлять $P_{защ}$ или $P'_{защ}$ соответственно.

Воздействие помех второй группы на систему управления в принципе может рассматриваться аналогично тому, как это было сделано в предыдущих главах при анализе влияния собственных шумов.

Поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением воздействия помех только первой группы.

2. Помехоустойчивость системы радиоуправления

Согласно принятому определению (11.3.2б) помехоустойчивость системы радиоуправления $P_{уст}$ можно также записать в виде

$$P_{уст} = P[\overline{\mathcal{P}}_{пх} \leqslant \overline{\mathcal{P}}_{пх_0}], \qquad (11.3.11)$$

где $\overline{\mathcal{P}}_{пх}$ — фактическое значение средней мощности помехи на входе приемника радиолинии системы управления;

$\overline{\mathcal{P}}_{пх_0}$ — критическое значение этой мощности, при котором нарушается работа системы управления.

Выполнение условия $\overline{\mathcal{P}}_{пх} \leqslant \overline{\mathcal{P}}_{пх_0}$ в течение всего процесса наведения является необязательным. Необходимо только, чтобы это условие выполнялось на определенных участках траектории снаряда, на которых нарушение работы системы управления приведет к непоражению цели. Такие участки траектории можно установить только для конкретной задачи.

Фактическое значение средней мощности мешающего сигнала $\overline{\mathcal{P}}_{пх}$ в формуле (11.3.11) зависит от ряда факторов. К таким факторам относятся: дальность между снарядом и источником помех, мощность передатчика помех, направленность передающей антенны этого устройства (направленность, в частности, зависит от возможностей осуществления при организации помех слежения за снарядом по угловым координатам), количество передающих установок, которое может быть использовано для организации помех, характеристики направленности приемной антенны радиолинии системы управления и условия распространения.

Значение критической мощности $\overline{\mathcal{P}}_{пх\,0}$ зависит от метода работы (модуляции), метода приема и других характеристик радиолинии, а также от характеристик всей системы радиоуправления в целом, в частности от по-

лосы пропускания, наличия нелинейностей и т. д. С другой стороны, значения критической мощности $\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх 0}}$ будут различными для помех разных видов.

В общем случае можно считать, что наименьшее значение критическая мощность будет иметь при воздействии помехи, характеристики которой близки к характеристикам полезного сигнала.

При применении определения (11.3.11) к конкретным задачам следует учитывать некоторые особенности работы радиолиний управления. Эти особенности состоят в следующем. Полезный сигнал в радиолиниях управления излучается или непрерывно (как, например, в линии радиотелеуправления ШИМ-ЧМн-АМ), или дискретно (как, например, в радиолинии ВИМ (ИВК)-АМ или в радиоканале разовых команд).

При дискретном излучении сигналов помеха может воздействовать на приемник и во время паузы. Воздействие помех в паузе может быть причиной возникновения *ложных сигналов* или *команд*.

Во время излучения сигнала действие помехи может привести к *подавлению принимаемого сообщения*.

Значение критической мощности, а следовательно, и помехоустойчивость при наличии сигнала и в паузе в общем случае будут различными. Абсолютное значение критической мощности помех $\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}_0}$ при наличии сигнала будет зависеть от мощности сигнала $\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}$.

При рассмотрении вопроса о помехоустойчивости в паузе будем полагать, что в радиолинии применяется пороговый метод приема. Для того чтобы при таком методе приема помеха могла стать причиной образования ложного сигнала, ее амплитуда должна превышать величину порога чувствительности приемника, которую обозначим через $\overline{\mathscr{P}}_{\text{оп}}$. Следовательно, критическая мощность помехи $\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}_0}$ будет зависеть от порога чувствительности (прямо пропорциональна порогу). В свою очередь величина порога чувствительности выбирается несколько меньшей минимально возможной мощности сигнала.

В некоторых случаях возможно оценивать помехоустойчивость радиолинии с дискретным излучением

только при наличии сигнала. Такой случай, например, иногда возникает при анализе воздействия широкополосной шумовой помехи на радиолинию с импульсно-временными кодами. При определенных параметрах шифрации основное значение здесь может иметь эффект подавления сигнала помехой. С вероятностью образования ложных сигналов в этих условиях можно не считаться. Однако при анализе воздействия на такие радиолинии и радиоканалы ретрансляционных помех или хаотических импульсных помех с небольшими значениями коэффициентов заполнения, наоборот, может оказаться достаточным рассмотрение только помехоустойчивости в паузе, так как вероятность подавления сигнала помехой в этом случае будет пренебрежимо мала.

В общем случае необходимо учитывать, что одна и та же помеха будет эффективно воздействовать на систему управления как в паузе, так и при наличии сигнала. Условие нарушения работы системы в этом случае определяется суммарным эффектом воздействия помехи в паузе и при наличии сигнала.

Остановимся теперь коротко на вопросе о целесообразности специальной защиты паузы.

Для большинства случаев можно полагать, что по крайней мере в течение основной части процесса наведения снаряда на цель значение мощности сигнала $\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}$ на входе радиоприемного устройства значительно превышает порог чувствительности этого устройства $\mathscr{P}_{\text{оп}}$. Поэтому средняя мощность помехи, необходимая для нарушения работы радиолинии в паузе, обычно оказывается меньше средней мощности помехи, необходимой для нарушения работы этой радиолинии при наличии сигнала. Подобное обстоятельство обусловливает целесообразность применения специальных средств защиты паузы в тех радиолиниях, в которых излучение полезного сигнала производится дискретно.

3. Обзор возможных методов повышения помехоустойчивости

Основные пути повышения помехоустойчивости

Если не учитывать возможность насыщения помехой приемного устройства радиоканала системы управления, то вместо критической мощности помехи можно ввести

понятие критического отношения мощности помехи к мощности полезного сигнала, определив это отношение на входе приемного устройства. При этом для данного радиоканала и определенного вида помехи

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пхо}}}{\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}} \approx \text{const}. \qquad (11.3.12)$$

Аналогично для незащищенной паузы критическое отношение

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх0}}}{\mathscr{P}_{\text{оп}}} \approx \text{const}, \qquad (11.3.13)$$

где $\mathscr{P}_{\text{оп}}$ — порог чувствительности приемника;

$\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх0}}$ — критическая мощность помехи.

Рассмотрим фактические отношения помеха/сигнал, которые будут иметь место на входе радиоприемных устройств радиозвеньев систем управления (исключая радиовизиры цели, работающие по отраженному сигналу).

Средняя мощность полезного сигнала на входе приемного устройства определяется известной формулой

$$\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}} = \overline{\mathscr{P}}_{\text{сг}} \frac{D_{\text{с}}\, g_{\text{с}}}{(4\pi)^2 R_{\text{с}}^2} \lambda_{\text{с}}^2\, \zeta_{\text{с}}^2, \qquad (11.3.14)$$

где $\overline{\mathscr{P}}_{\text{сг}}$ — средняя мощность генератора радиопередающего устройства;

$D_{\text{с}}$ — коэффициент усиления передающей антенны;

$g_{\text{с}}$ — коэффициент усиления приемной антенны в направлении прихода полезного сигнала;

$\zeta_{\text{с}}$ — коэффициент, учитывающий дополнительное ослабление полезного сигнала при распространении и к. п. д. антенно-фидерных устройств ($\zeta_{\text{с}} < 1$);

$\lambda_{\text{с}}$ — длина рабочей волны радиоканала;

$R_{\text{с}}$ — расстояние от передающей антенны до приемной.

Вводя понятие энергетического потенциала радиоканала

$$M_{\text{с}} = \overline{\mathscr{P}}_{\text{сг}} D_{\text{с}}, \qquad (11.3.15)$$

значение которого зависит только от характеристик аппаратуры радиоканала, перепишем формулу (11.3.14) в следующем виде:

$$\overline{\mathcal{P}}_{\text{с}} = M_{\text{с}} \frac{\lambda_{\text{с}}^2 \zeta_{\text{с}}^2}{(4\pi)^2 R_{\text{с}}^2} g_{\text{с}}. \qquad (11.3.16)$$

Средняя мощность мешающего сигнала на входе приемного устройства будет составлять величину

$$\overline{\mathcal{P}}_{\text{пх}} = \overline{\mathcal{P}}_{\text{пх г}} \frac{D_{\text{пх}} g_{\text{пх}}}{(4\pi)^2 R_{\text{пх}}^2} \lambda_{\text{пх}}^2 \zeta_{\text{пх}}^2, \qquad (11.3.17а)$$

где $\overline{\mathcal{P}}_{\text{пх г}}$ — средняя мощность генератора мешающего устройства;

$D_{\text{пх}}$ — коэффициент усиления передающей антенны мешающего устройства;

$g_{\text{пх}}$ — коэффициент усиления приемной антенны радиоканала, определенный в направлении прихода мешающего сигнала;

$\zeta_{\text{пх}}$ — коэффициент, учитывающий дополнительное ослабление мешающего сигнала при распространении и к. п. д. антенно-фидерных устройств;

$\lambda_{\text{пх}}$ — длина волны генератора помех;

$R_{\text{пх}}$ — расстояние от передающей антенны источника помех до приемной антенны радиоканала.

Дальнейшие расчеты произведем при условии, что

$$\lambda_{\text{пх}} \approx \lambda_{\text{с}} = \lambda. \qquad (11.3.18)$$

Учитывая это равенство и вводя понятие энергетического потенциала помехи

$$M_{\text{пх}} = \overline{\mathcal{P}}_{\text{пх г}} D_{\text{пх}}, \qquad (11.3.19)$$

значение которого зависит только от характеристик аппаратуры мешающей установки, перепишем формулу (11.3.17а) следующим образом:

$$\overline{\mathcal{P}}_{\text{пх}} = M_{\text{пх}} \frac{\lambda^2 \zeta_{\text{пх}}^2}{(4\pi)^2 R_{\text{пх}}^2} g_{\text{пх}}. \qquad (11.3.17б)$$

Таким образом, фактическое отношение мощности помехи и сигнала на входе приемного устройства будет равно

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}}}{\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}}=\frac{M_{\text{пх}}}{M_{\text{с}}}\left(\frac{\zeta_{\text{пх}}}{\zeta_{\text{с}}}\right)^2\left(\frac{R_{\text{с}}}{R_{\text{пх}}}\right)^2\frac{1}{d_{\text{пс}}}, \qquad (11.3.20)$$

где

$$d_{\text{пс}}=\frac{g_{\text{с}}}{g_{\text{пх}}} \qquad (11.3.21)$$

назовем коэффициентом пространственной селекции.

Для незащищенной паузы отношение $\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}}}{\mathscr{P}_{\text{оп}}}$ находится как

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}}}{\mathscr{P}_{\text{оп}}}=\frac{M_{\text{пх}}\lambda^2\zeta^2_{\text{пх}}g_{\text{пх}}}{(4\pi)^2R^2_{\text{пх}}\mathscr{P}_{\text{оп}}}. \qquad (11.3.22)$$

Порог чувствительности приемника $\mathscr{P}_{\text{оп}}$ связан с минимальной мощностью сигнала соотношением

$$\mathscr{P}_{\text{оп}}=n_0\mathscr{P}_{\text{с мин}}, \qquad (11.3.23)$$

где n_0 — коэффициент запаса по чувствительности приемника;

$\mathscr{P}_{\text{с мин}}$ — мощность полезного сигнала на максимальной дальности.

Используем понятие коэффициента заполнения

$$K_{\text{с}}=\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}}{\mathscr{P}_{\text{с}}}, \qquad (11.3.24)$$

где $\overline{\mathscr{P}}_{\text{с}}$ и $\mathscr{P}_{\text{с}}$ — средняя и импульсная мощности сигнала соответственно.

При непрерывном излучении сигнала

$$K_{\text{с}}=1.$$

Выражение (11.3.22) перепишем теперь следующим образом:

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_{\text{пх}}}{\mathscr{P}_{\text{оп}}}=\frac{M_{\text{пх}}}{M_{\text{с}}}\left(\frac{\zeta_{\text{пх}}}{\zeta_{\text{с}}}\right)^2_{\text{макс}}\left(\frac{R_{\text{с макс}}}{R_{\text{пх}}}\right)^2\frac{K_{\text{с}}}{n_0d_{\text{пс}}}. \qquad (11.3.25)$$

Рассматривая полученные соотношения, можно сделать выводы об основных возможных путях повышения помехоустойчивости.

Первый путь повышения помехоустойчивости позволяет улучшить защиту системы радиоуправления от любых возможных видов организованных помех.

Этот путь заключается в снижении фактических значений отношения помеха/сигнал (при наличии сигнала) или отношения помеха/порог чувствительности (в паузе) на входе радиоприемного устройства.

Практически уменьшение значений этих отношений достигается: увеличением энергетического потенциала радиолинии $M_с$, увеличением коэффициента пространственной селекции $d_{пс}$ и использованием таких средств, применение которых может быть причиной снижения энергетического потенциала помехи $M_{пх}$. Так, например, можно ожидать снижения этого потенциала в случае уменьшения отражающей поверхности управляемого снаряда. Автоматическое слежение по угловым координатам за таким снарядом с помощью радиолокационной станции при этом может стать неосуществимым. В результате этого в устройствах помех потребуются передающие антенны с небольшой направленностью ($D_{пх}$ уменьшается).

Второй возможный путь повышения помехоустойчивости основан на увеличении критических значений отношения помеха/сигнал или отношения помеха/порог чувствительности.

Подобный путь может быть реализован выбором наиболее совершенных методов модуляции и приема, а также применением различных методов первичной и вторичной селекции [8, 13, 17, 22, 24, 25, 26, 44, 62].

Конкретные методы и способы, применяемые для повышения критических значений отношения помеха/сигнал или помеха/порог чувствительности, обычно эффективны в основном только по отношению к определенным видам помех [44].

Выбор методов модуляции и приема. Понятие о потенциальной помехоустойчивости и идеальном приемнике

Методы модуляции для радиозвеньев систем управления нельзя выбирать произвольно, в отрыве от функций, выполняемых звеном. Поэтому некоторые методы

модуляции при определенных условиях вообще нельзя использовать.

Так, например, метод кодово-импульсной модуляции, представляющий собой один из наиболее помехоустойчивых методов модуляции, нельзя применить в радиоканалах теленаведения или самонаведения. Такой метод модуляции в системах управления может использоваться в радиоканалах связного типа (каналы радиотелеуправления, радиотелемеханические каналы и радиоканалы передачи данных).

Наряду с этим применение в радиоканалах связного типа широкополосных методов модуляции, при которых обеспечивается эффективное подавление шумов, может оказаться невыгодным, так как при широкой полосе радиоприемного устройства облегчается проникновение в это устройство организованных помех.

С другой стороны, относительно невыгодный по помехоустойчивости метод амплитудно-импульсной модуляции находит достаточно широкое применение в радиоканалах визирования снаряда и цели, а также в каналах радиотеленаведения и самонаведения. Подобное обстоятельство обусловливается тем, что применение амплитудно-импульсной модуляции при определенных условиях существенно упрощает аппаратуру управления, позволяя получить максимальную ее мобильность и надежность.

Можно было бы привести и еще ряд аналогичных примеров, которые, в частности, непосредственно следуют и из рассмотрения различных систем радиоуправления, проведенного в гл. 7, 8, 9 и 10.

Сравнению помехоустойчивости различных методов модуляции посвящен целый ряд работ (например, [4, 17, 18, 22, 29, 52, 58, 82]). В подавляющем большинстве таких работ исследование выполнено в основном для помехи типа стационарного нормального шума (флюктуационная помеха).

В частности, известно, что для заданного метода модуляции существует такой способ приема, при котором обеспечивается максимальная так называемая потенциальная помехоустойчивость в отношении флюктуационной помехи [58, 82]. Более высокая помехоустойчивость, в принципе, не может быть получена. Приемник,

обеспечивающий потенциальную помехоустойчивость, В. А. Котельниковым назван *идеальным*.

В настоящее время известен ряд способов осуществления приемников, близких к идеальному. В частности, близкий к идеальному приемник с синхронным детектором может быть реализован на основе применения системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП). В работах [22, 29, 58, 82] рассматриваются и другие возможные варианты осуществления идеального приемника.

Однако при рассмотрении воздействия организованных помех различных видов может оказаться, что приемник, обладающий высокой помехоустойчивостью в отношении организованных помех одного вида, не будет помехоустойчивым для другого вида. Более того во многих случаях оказывается, что повышение помехоустойчивости приемника по отношению к одному виду помех приводит к снижению его помехоустойчивости по отношению к другому виду.

Поэтому разработка общей методики выбора способов модуляции и приема (аналогичной, например, методике проектирования линии радиосвязи) для радиозвеньев системы управления встречает серьезные трудности.

Выбор методов модуляции и приема здесь должен основываться на учете назначения радиозвена, конкретных условий тактической задачи, применяемых методов наведения и способа управления, технических характеристик контура управления, возможных видов помех и т. д.

Некоторые примеры выбора методов модуляции и приема для радиозвеньев систем управления были даны в гл. 3, 6, 7, 8, 9 и 10. Из этих примеров, в частности, следует, что вследствие высоких требований к точностям управления надо обеспечивать квазилинейность преобразования в радиоприемном устройстве радиозвена, так как в этом случае имеются наибольшие возможности для снижения эффективности воздействия помех.

Поэтому в некоторых случаях нарушение квазилинейности преобразования под воздействием помехи может быть использовано в качестве возможного приближенного критерия оценки критических значений мощности этой помехи.

В дальнейшем при рассмотрении способов селекции метод модуляции считается заданным.

Первичная селекция

Все методы селекции основаны на использовании тех или иных заранее известных различий между полезным сигналом и помехой, поступающими на вход радиоприемного устройства [8, 13, 82].

Рассмотрим признаки, по которым можно различать сигнал и помеху, а также основные параметры радио-

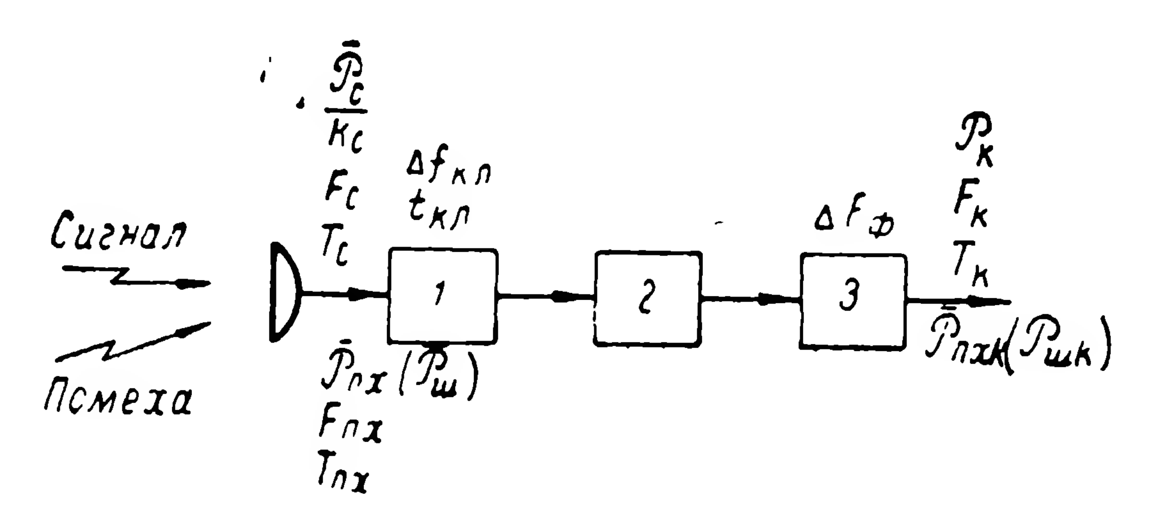


Рис. 11.9. Блок-схема приемного устройства радиоканала управления:

1 — широкополосный входной фильтр; 2 — нелинейный элемент; 3 — узкополосный выходной фильтр.

канала, выбором которых определяется первичная селекция сигнала и защита паузы.

Во многих случаях при рассмотрении воздействия помех блок-схему приемного устройства радиоканала, используемого в системе радиоуправления, можно представить в простейшем виде, который приведен на рис. 11.9 [29, 82].

Эта схема включает в себя относительно широкополосную «линейную» входную часть *1*, нелинейный элемент *2* и выходной, обычно узкополосный, фильтр *3*.

Входная линейная часть радиоприемного устройства характеризуется определенной шириной полосы пропускания $\Delta f_{кл}$ и суммарной длительностью времени $t_{кл}$, в течение которого эта часть приемника способна пропускать полезный или мешающий сигнал. Во входной линейной части приемника полезный сигнал представляет собой колебание, модулированное передаваемым сообщением (например, командой управления).

Во всех случаях, когда в состав радиоприемного тракта входит более одного нелинейного элемента (например, при применении методов модуляции с поднесущими колебаниями), в качестве нелинейного элемента в схеме рис. 11.9 следует учитывать тот элемент, в котором для нарушения квазилинейности преобразования требуется наименьшая мощность помехи на входе приемника. В некоторых случаях, однако, при наличии в радиоприемном тракте более одного нелинейного элемента может оказаться, что схемой рис. 11.9 пользоваться нельзя. В этих случаях следует исследовать полную блок-схему.

В дальнейшем, для простоты рассматривается только блок-схема, изображенная на рис. 11.9. На этой схеме через $\overline{\mathscr{P}}_с$ и $F_с$ обозначены соответственно средняя мощность и ширина спектра полезного сигнала на входе приемника ($K_с$ — коэффициент заполнения этого сигнала), а через $\overline{\mathscr{P}}_{пх}$ и $F_{пх}$ — аналогичные характеристики мешающего сигнала.

Следует иметь в виду, что если $F_{пх} > \Delta f_{кл}$ (широкополосная помеха), то мощность такой помехи в радиоприемном тракте $\overline{\mathscr{P}}'_{пх}$ будет меньше ее мощности на входе приемника $\overline{\mathscr{P}}_{пх}$.

Под $T_с$ и $T_{пх}$ на рис. 11.9 понимается суммарное время, в течение которого энергия полезного или мешающего сигнала присутствует на входе приемника. В случае импульсного метода работы значение времени $T_с$ будет значительно меньше интервала времени $T_у$, в течение которого работает система радиоуправления ($T_с = K_с T_у$). Кроме средних мощностей, ширины спектров и времени пребывания на входе радиоприемного устройства, сигнал и помеха при непрерывном излучении сигнала будут также отличаться составом спектров (частотами, фазами и амплитудами отдельных колебаний). При импульсном излучении появится дополнительное различие — длительность, а в общем случае и форма импульсов. Следует отметить, что различение сигнала и помехи по энергетическим спектрам эквивалентно различению их по автокорреляционным функциям.

При любом методе модуляции часть из перечисленных параметров модулированного сигнала определяет

собой его избыточность и априори известна на приемном конце радиоканала. Так, например, в амплитудно-модулированном непрерывно излучаемом сигнале известна частота несущего колебания.

Основываясь только на таких заранее известных параметрах и не прибегая к дополнительному изменению (усложнению) структуры сигнала, возможно осуществить эффективное отделение сигнала от помехи, т. е. селекцию сигнала, а также обеспечить определенную защиту паузы. Подобную селекцию будем называть первичной. Практически такая селекция не требует внесения каких-либо дополнений в состав сигнала, а обеспечивается соответствующим выбором параметров радиоканала, прежде всего соответствующим выбором схемы и параметров радиоприемного устройства.

К методам первичной селекции в первую очередь относятся: частотная первичная, временная первичная, амплитудная первичная и комбинированная первичная селекции [8, 13, 44].

Частотная первичная селекция состоит в предельно возможном сужении полосы пропускания $\Delta f_{кл}$ входной линейной части радиоприемного устройства (на рис. 11.9 звено *1*). Сужение этой полосы при широкополосной помехе ($F_{пх} > \Delta f_{кл}$) приведет к уменьшению мощности мешающего сигнала $\mathscr{P}'_{пх}$, проникающей в приемник. В результате при постоянстве мощности полезного сигнала будет увеличиваться критическое значение мощности помехи, при котором нарушается квазилинейность преобразования в нелинейном элементе.

В принципе, если бы, например, в радиоканале с амплитудной модуляцией удалось реализовать такую стабильность частоты, при которой ширину полосы пропускания входной части приемника можно было бы взять равной ширине спектра передаваемого сообщения, т. е.

$$\Delta f_{кл} = F_к, \tag{11.3.26}$$

то при использовании синхронного детектора применение других методов селекции оказалось бы ненужным для всех возможных видов помех, исключая только помехи, перегружающие входную часть приемника.

Применение частотной селекции позволяет также улучшить защиту паузы за счет общего снижения мощности помех, проникающей в радиоприемное устройство.

Практически сужение полосы пропускания входной части приемника требует одновременного повышения стабильности частоты генераторов передающих устройств и гетеродинов приемников.

Методы *первичной временной селекции* можно разделить на две группы.

1. Методы непосредственной первичной временной селекции сигнала. Сюда относятся различные методы, позволяющие отделить импульсный сигнал от помехи на основе контроля его длительности [24, 25, 26]. Непосредственная временная селекция выделяет только те импульсы, длительность которых лежит в определенных пределах.

2. Методы, действие которых основано на запирании радиоприемного устройства в паузах между отдельными посылками полезного сигнала [24, 26]. Эта группа методов базируется на том, что при определенных условиях полезный и мешающий сигналы поступают на вход приемника в различное время. Следовательно, методы такой селекции — это методы разделения полезного и мешающего сигналов путем контроля времени их появления на входе приемника, причем отрезок времени, в течение которого может появиться полезный сигнал, должен быть заранее известен.

Очевидно, что вторую группу методов первичной временной селекции возможно использовать только при импульсном или дискретном излучении полезного сигнала, т. е. при условии, что $T_с < T_у$.

Благодаря первичной временной селекции прежде всего снижается вероятность образования помехой ложных сигналов в паузе. Таким образом, применение временной селекции является одним из возможных средств защиты паузы.

Следует отметить, что при использовании непосредственной первичной временной селекции вероятность подавления сигнала помехой может возрасти, так как если в результате воздействия помехи длительность импульса сигнала изменится, то при определенных условиях этот импульс через радиоприемное устройство не пройдет.

Методы первичной амплитудной селекции позволяют отделить полезный сигнал от мешающего на основе контроля разницы в амплитудах этих сигналов. Принцип работы подобных схем заключается в том, что все сигналы, амплитуда которых отлична (например меньше) от амплитуды полезного сигнала, не должны проходить через определенный каскад приемника [24, 26].

В качестве такого каскада при импульсном сигнале может быть, например, взят ламповый усилитель с резкой отсечкой или спусковая схема с достаточно высоким порогом срабатывания. Таким образом, применение методов первичной амплитудной селекции требует наличия в приемнике специального нелинейного элемента.

При использовании амплитудной селекции порог срабатывания может быть сделан переменным в зависимости от мощности полезного сигнала. Так, например, в блок-схеме рис. 7.24 применена система первичной амплитудной селекции, включающая в себя схему автоматической регулировки усиления (АРУ), работающую по последнему импульсу кодовых групп полезного сигнала, и спусковую схему (пороговый каскад). В такой системе первичной амплитудной селекции порог срабатывания (пересчитанный ко входу приемника) будет изменяться с изменением амплитуды полезного сигнала, поступающего на вход приемника (увеличению этой амплитуды будет соответствовать повышение порога и наоборот). Аналогично работает и схема рис. 8.13.

Подобные схемы, описанные в литературе [24, 26], обеспечивают защиту паузы от всех видов помех, напряжение которых на входе порогового каскада меньше порога срабатывания. Значение порога срабатывания обычно выбирается [17] на уровне, равном 0,5 от амплитуды полезного импульса. Поэтому использование в приемных устройствах АРУ в сочетании с пороговым каскадом позволяет обеспечить защиту паузы от любых помех, для которых выполняется условие

$$\frac{u_{\text{пх макс}}}{U_{\text{с}}} \leqslant 0{,}5, \qquad (11.3.27)$$

где $u_{\text{пх макс}}$ — максимальное напряжение помехи;

$U_{\text{с}}$ — амплитуда полезного сигнала.

Такой способ осуществления первичной амплитудной селекции характеризуется тем, что абсолютное критическое значение мощности помехи в паузе здесь определяется уже порогом чувствительности приемника, зависящим от мощности сигнала.

Схемы первичной амплитудной селекции могут быть осуществлены и таким образом, что будет исключено прохождение на выход приемного устройства и импульсов помех с амплитудой, превышающей амплитуду полезного сигнала [25].

Блок-схемы, приведенные на рис. 7.24 и 8.13, будут эффективно работать только при условии периодической передачи полезных сигналов. Однако в принципе возможно и создание таких систем первичной амплитудной селекции, которые будут успешно работать при непериодической, редкой передаче посылок полезного сигнала. Принцип действия таких систем должен быть основан на создании зависимости между порогом срабатывания и величиной максимального напряжения помехи, причем порог срабатывания всегда должен быть выше максимального напряжения помехи. В таких условиях помеха не сможет вызывать срабатываний спусковой схемы.

Комбинированные методы первичной селекции могут быть весьма разнообразными. В качестве примера комбинированного метода можно указать на систему «фильтр с широкой полосой — ограничитель — фильтр с узкой полосой» (система ШОУ), описанную, например, в работах [17, 82]. Эта система представляет собой амплитудно-частотную систему первичной селекции.

Следует отметить, что наиболее эффективно методы первичной селекции могут быть использованы в тех радиоканалах, в которых имеются достаточно большие резервы пропускной способности.

Остановимся поэтому на вопросе о пропускной способности радиоканала системы управления.

В теории информации используется понятие количества информации H (измеряемой в двоичных единицах), которое возможно передать через радиоканал при наличии помех [22, 29, 52]. Пропускной способностью радиоканала C называется количество информации, которое

может быть передано через радиоканал в единицу времени.

При условии, что помеха представляет собой стационарный нормальный процесс (например, собственные шумы приемника), а сигнал излучается непрерывно ($K_с=1$; $t_{кл}=T_с=T_у$), пропускная способность тракта модулированного сигнала, т. е. входного линейного звена радиоприемного устройства (на рис. 11.9 звено *1*), в соответствии с формулой Шеннона будет иметь значение

$$C_f=\frac{H_f}{T_у}=\Delta f_{кл}\log_2\left(1+\frac{\overline{\mathcal{P}}_с}{\mathcal{P}_ш}\right), \qquad (11.3.28)$$

где $\overline{\mathcal{P}}_с$ и $\mathcal{P}_ш$ — средняя мощность сигнала и мощность собственного шума на входе приемника.

Во многих случаях требование обеспечения высокой точности наведения обусловливает для радиоканалов систем управления необходимость в значительном превышении мощности сигнала над мощностью шума ($\overline{\mathcal{P}}_с \gg \mathcal{P}_ш$).

В таких случаях формула (11.3.28) принимает вид

$$C_f=\frac{H_f}{T_у}\approx\Delta f_{кл}\log_2\frac{\overline{\mathcal{P}}_с}{\mathcal{P}_ш}. \qquad (11.3.29)$$

Частотная характеристика выходного фильтра (на рис. 11.9 звено *3*) должна быть возможно лучше согласована со спектром полезного сигнала. Поэтому примем, что полоса этого фильтра $\Delta F_ф$ равна ширине спектра сигнала $F_к$. Тогда для количества информации, которую можно передать через выходной фильтр приемного устройства за единицу времени $\frac{H_F}{T_у}$, по аналогии с формулой (11.3.29) получим следующее выражение:

$$C_F=\frac{H_F}{T_у}\approx F_к\log_2\frac{\mathcal{P}_к}{\mathcal{P}_{ш\,к}}. \qquad (11.3.30)$$

где $\frac{\mathcal{P}_к}{\mathcal{P}_{ш\,к}}$ — отношение мощности сигнала к мощности помехи на выходе приемного устройства;

$\mathcal{P}_{ш\,к}$ — мощность помехи, определенная в полосе пропускания выходного фильтра.

Можно полагать, что в большинстве случаев ошибки наведения, определяемые помехами, будут несущественны, если отношение $\frac{\mathcal{P}_{\text{к}}}{\mathcal{P}_{\text{шк}}}$ имеет значение порядка десятков тысяч (см. гл. 3, 7, 8 и 9).

В подобных условиях, учитывая, что значение $F_{\text{к}}$ обычно не превышает 3—5 *гц* (см. гл. 2 и 3), получаем, что через выходной фильтр за 1 *сек* можно передать следующее количество информации:

$$\frac{H_F}{T_{\text{у}}} \lesssim 40 \div 75 \text{ двоичных единиц в секунду.}$$

Для фильтра, согласованного с сигналом, значение пропускной способности C_F может считаться приближенно равным необходимой скорости выработки информации $I_{\text{с}}$, которую необходимо передавать через канал для управления снарядом, т. е.

$$I_{\text{с}} \approx \frac{H_F}{T_{\text{у}}}. \qquad (11.3.31)$$

Следовательно, необходимая для управления снарядом скорость выдачи информации не превышает 40—75 двоичных единиц в секунду.

Пропускная способность тракта модулированного сигнала C_f всегда должна быть несколько больше пропускной способности тракта передаваемого сообщения C_F, так как модулированный сигнал обладает определенной избыточностью. Вследствие этого соотношение между необходимым значением пропускной способности тракта модулированного сигнала $C_{f\,\text{необх}}$ и значением C_F имеет вид

$$C_{f\,\text{необх}} = K_{\text{инф}} C_F, \qquad (11.3.32)$$

Коэффициент $K_{\text{инф}} \geqslant 1$ и в зависимости от метода и характеристик модуляции может принимать различные значения, не превышающие, однако, в большинстве случаев нескольких единиц. Точные формулы, определяющие значения коэффициента $K_{\text{инф}}$, приведены в работе [61], где этот коэффициент назван эффективностью использования информации.

В реальных радиоканалах пропускная способность тракта модулированного сигнала может в значительной

степени определяться нестабильностями частоты гетеродина приемника и генератора передающего устройства. В частности, к таким радиоканалам при определенных условиях относятся и каналы радиоуправления [82].

Примем, что реально возможная стабильность частоты в этих каналах α_f имеет значения, равные $(2 \div 4) \cdot 10^{-4}$, что соответствует радиоканалам среднего качества. Тогда если частота несущего колебания $f_{нс}$ будет не менее 50 *Мгц*, то ширина полосы пропускания входной части приемного устройства должна составлять величину

$$\Delta f_{кл} \approx (2 \div 4) \cdot 10^{-4} f_{нс} \geqslant (1 \div 2) \cdot 10^{4} \text{ гц}. \quad (11.3.33)$$

Найдем порядок значений пропускной способности радиоканалов с такой шириной полосы пропускания тракта модулированного сигнала. С этой целью установим требуемое значение $\frac{\overline{\mathscr{P}}_с}{\mathscr{P}_ш}$ на входе приемника. Полагая, что радиоприемное устройство преобразовывает отношение сигнал/шум квазилинейно, получаем, что отношения сигнал/шум на входе и выходе приемника связаны следующим образом:

$$\frac{\overline{\mathscr{P}}_с}{\mathscr{P}_ш} \approx \frac{\mathscr{P}_к}{\mathscr{P}_{шк}} \frac{\Delta F_ф}{\Delta f_{кл}}. \quad (11.3.34)$$

Учитывая соотношение (11.3.33), можем написать

$$\frac{\Delta F_ф}{\Delta f_{кл}} \lesssim \frac{3 \div 5}{1 \div 2} 10^{-4} \approx (1{,}5 \div 5) \cdot 10^{-4}. \quad (11.3.35)$$

Принимая во внимание указанный выше необходимый порядок значений отношения $\frac{\mathscr{P}_к}{\mathscr{P}_{шк}}$ (десятки тысяч), получаем, что отношение мощности сигнала и помехи на входе приемника должно иметь порядок единиц или нескольких десятков. Пусть, например, $\frac{\overline{\mathscr{P}}_с}{\mathscr{P}_ш} = 16$, тогда получим следующее значение пропускной

способности входной части радиоприемного устройства (на рис. 11.9 звено *1*):

$$\frac{H_f}{T_у} \approx 40\,000 \div 80\,000 \text{ двоичных единиц в секунду.} \qquad (11.3.36)$$

Таким образом, в каналах радиоуправления имеется большая избыточность пропускной способности по сравнению со скоростью выдачи информации $I_с$, необходимой для управления снарядом.

Наличие в каналах радиоуправления значительной избыточности пропускной способности определяет целесообразность и эффективность применения в таких радиоканалах методов первичной селекции. Косвенная сравнительная оценка эффективности действия таких методов для данного радиоканала может, в частности, основываться на использовании понятия коэффициента эффективности первичной селекции $K_{сел}$ (аналогичного коэффициенту эффективности использования информации $K_{инф}$)

$$K_{сел} = \frac{C_f}{C_{f\,сел}}, \qquad (11.3.37)$$

где $C_{f\,сел}$ — пропускная способность тракта модулированного сигнала радиоканала, в приемнике которого применены определенные средства первичной селекции;

C_f — пропускная способность этого тракта без применения таких средств ($C_f > C_{f\,сел} \geqslant C_{f\,необх}$).

Более целесообразными для данного радиоканала будут те средства или схемы первичной селекции, для которых значение $K_{сел}$ будет больше.

Вторичная селекция

Селекцию полезного сигнала возможно осуществлять, не только используя те избыточные сведения, которые содержатся в нем при данном методе модуляции. В этот сигнал можно специально включить дополнительные параметры, которые затем используются для более эффективного отделения сигнала от помехи и ослабления действия помех в паузе.

Методы селекции, основанные на контроле дополнительно вводимой в сигнал избыточности, назовем методами вторичной селекции. Применение методов вторичной селекции требует увеличения энергии полезного сигнала, излучаемой за время управления.

Примером практического осуществления принципа вторичной селекции может служить рассмотренное выше (см. гл. 3 и 7) применение импульсно-временной кодовой группы из $n_к$ импульсов для шифрации каждой элементарной посылки сигнала. В данном случае вторичная селекция осуществляется методом шифрации. При таком осуществлении вторичной селекции в радиопередающее и радиоприемное устройства радиоканала должны быть добавлены специальные устройства (устройства вторичной селекции радиоканала), часто называемые шифратором и дешифратором соответственно. Чаще всего шифрацию и дешифрацию осуществляют в трактах поднесущих колебаний.

Вторичная селекция практически может быть реализована и путем повторения посылок полезного сигнала. При использовании метода повторения в радиопередающий и в радиоприемный тракты в общем случае также добавляются устройства вторичной селекции. Однако возможны и такие варианты осуществления метода повторения, для которых вводить дополнительные устройства в передающий или приемный тракт не потребуется. Так, например, если метод повторения применяется для увеличения вероятности прохождения разовой команды, то в состав приемной аппаратуры никаких изменений можно не вносить.

Следует отметить, что применение методов вторичной селекции также возможно только при наличии в радиоканале определенного резерва пропускной способности. В некоторых случаях может оказаться целесообразным специально увеличить пропускную способность радиоканала с тем, чтобы эффективнее использовать методы вторичной селекции.

Шифрация полезного сигнала в радиоканалах систем управления обычно сводится к усложнению каждой элементарной посылки этого сигнала. Отдельная элементарная посылка (элемент) полезного сигнала (например, отдельный импульс в радиоканалах с импульсной модуляцией) искусственно усложняется таким образом, что-

бы эта посылка как можно больше отличалась от составляющих помехи. Сигнал на выходе дешифратора должен появляться только при условии, что на его вход поступила соответствующая ему усложненная посылка сигнала. Шифрация является по существу методом за-

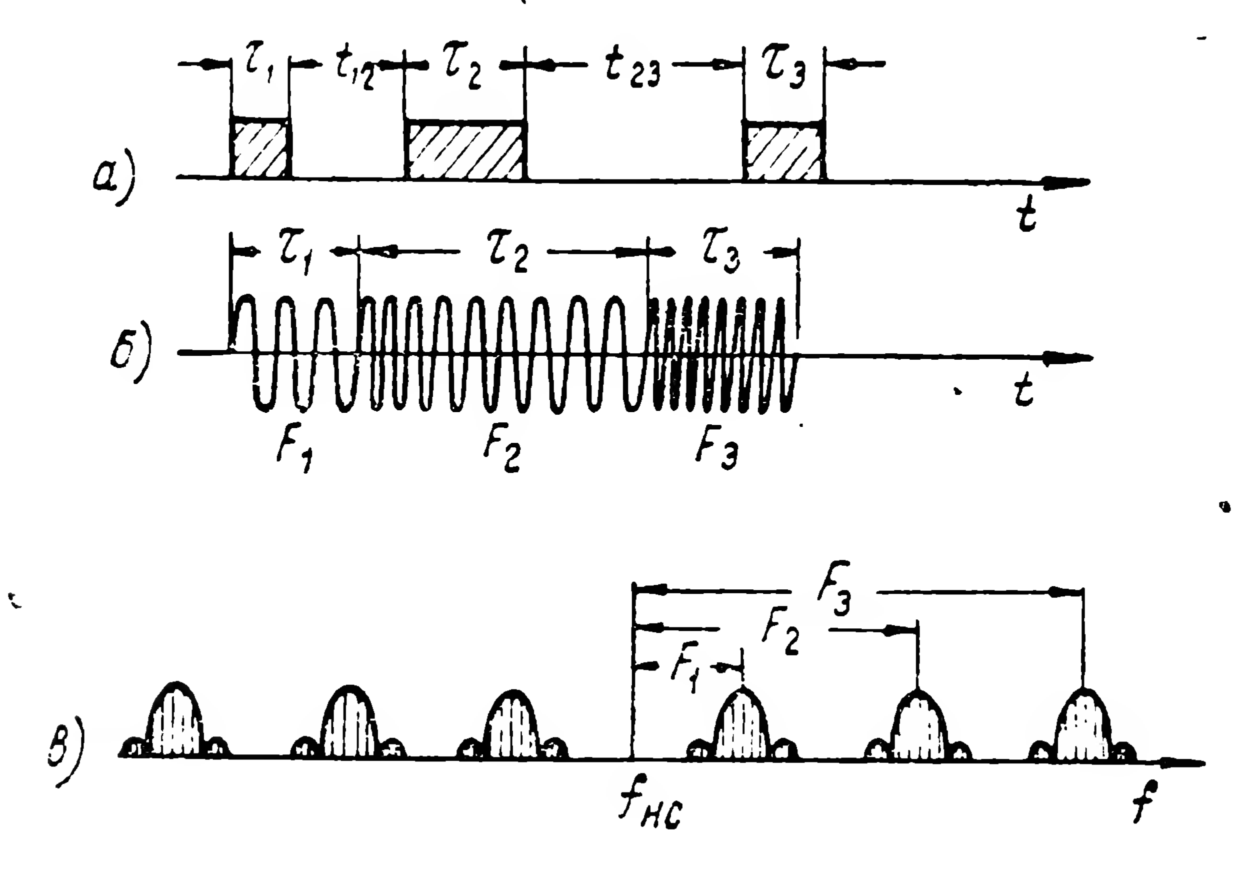


Рис. 11.10. Различные способы шифрации сигнала:
а — импульсно-временная кодовая группа; *б* — беспаузная импульсно-частотная кодовая группа; *в* — частотная кодовая группа.

щиты паузы, а также и средством защиты от ретрансляционных помех первой группы (§ 11.2, п. 5).

Отметим следующие способы шифрации, которые можно считать пригодными для использования в радиолиниях [82]:

1. Применение импульсно-временной кодовой группы с паузами между импульсами (рис. 11.10,*а*).

2. Применение беспаузной импульсно-частотной кодовой группы (рис. 11.10,*б*).

3. Применение частотной кодовой группы (рис. 11.10,*в*).

Эти три способа шифрации приведены здесь в качестве примеров и далеко не охватывают, конечно, всех возможных способов шифрации сигнала в радиолиниях. Некоторые другие возможности осуществления шифрации описаны, например, в работе [82]. Там же изложены основы теории шифрации.

Рассмотрим основные характерные особенности перечисленных способов шифрации.

При использовании импульсно-временной кодовой группы отдельный элемент сигнала может состоять из $n_к$ импульсов различной длительности, определенным образом расставленных во времени. На рис. 11.10,*а* приведен возможный вариант кодовой группы, состоящей из трех импульсов. Параметрами шифрации здесь могут быть число импульсов, их расстановка во времени и длительность самих импульсов.

Использование в радиоканалах в качестве параметра шифрации амплитуды импульса практически нецелесообразно, что определяется непостоянством мощности сигнала в месте приема. Также невыгодно и применение в качестве параметра шифрации длительности импульса, так как в этом случае неэффективно будет использоваться средняя мощность передающего устройства и ширина полосы пропускания приемника. Поэтому наибольшее практическое значение имеют импульсно-временные кодовые группы с импульсами одинаковой длительности, разнесенными определенным образом по времени. Элементы теории вторичной селекции для этого случая были изложены в гл. 7.

Структура беспаузной импульсно-частотной кодовой группы иллюстрируется временной диаграммой, приведенной на рис. 11.10,*б*. Параметрами шифрации здесь является число импульсов, частота заполнения и длительность.

Беспаузный код при прочих равных условиях сокращает длительность отдельного шифрованного элемента сигнала и делает ненужной защиту пауз внутри кодовых групп.

В случае использования частотной кодовой группы шифрация элемента сигнала осуществляется путем одновременной или последовательной передачи $n_к$ одинаковых по длительности посылок различных частот. В качестве примера на рис. 11.10,*в* приведен спектр шифрованного элемента сигнала, который будет в том случае, если для шифрации используются три поднесущие частоты $(n_к=3)F_1$; F_2; F_3 и поднесущие колебания наложены на колебания несущей частоты $f_{нс}$ методом амплитудной модуляции (гл. 7).

Рассмотрим теперь коротко метод п о в т о р е н и я, который может, например, заключаться в том, что отдельные посылки полезного сигнала (отображающие или

часть передаваемого сообщения или представляющие собой полную отдельную посылку сообщения) повторяются во времени определенное число раз. Использование такого принципа в радиозвеньях систем управления ограничивается требованиями к максимально допустимому времени прохождения сигналов.

Возможен и другой принцип реализации метода повторения: передача полезного сигнала одновременно через несколько каналов, работающих параллельно и независимо.

Метод повторения применяется для увеличения вероятности прохождения передаваемой информации (например, разовой команды), а также для снижения ошибки (например, среднеквадратической ошибки измерения в радиоизмерительной системе) путем усреднения независимых посылок. Техническое осуществление приемной аппаратуры в обоих случаях несколько различно.

Использование повторения для уменьшения вероятности подавления передаваемых сообщений в принципе не требует усложнения приемного устройства. Так, например, вероятность прохождения сигнала, шифрованного с помощью импульсно-временной кодовой группы, можно повысить путем N-кратного повторения во времени каждой отдельной группы импульсов, не изменяя схемы приемного устройства.

Подсчитаем увеличение вероятности прохождения сигнала в этом случае. Если вероятность прохождения отдельного сигнала при отсутствии повторения равна $P_{пр}$, то вероятность его непрохождения, т. е. вероятность подавления, будет $P_{пв}=1-P_{пр}$. Вероятность того, что этот сигнал не пройдет при N-кратном повторении, может быть записана в виде

$$(1-P_{пр})^N,$$

и вероятность прохождения при повторении

$$P_{повт}=1-(1-P_{пр})^N. \qquad (11.3.38)$$

Так как $(1-P_{пр})$ всегда меньше единицы, то вероятность прохождения сигнала увеличивается с увеличением числа повторений N.

В случае применения метода повторения для сниже-

ния ошибки измерения путем усреднения принятой информации возможны два основных способа усреднения: способ фильтрации и способ накопления. Каждому из этих способов будет соответствовать свой принцип осуществления приемного устройства.

При использовании фильтрации принятая информация усредняется с помощью узкополосного фильтра. По существу, к этому же сводится и корреляционный способ приема. Достоинством корреляционного способа является возможность более простого технического выполнения фильтрации.

При использовании способа накопления усреднение происходит в соответствующих накопителях, в которых, например, полезные сигналы складываются по напряжению (или по току), а помехи — по мощности, в результате чего улучшается отношение сигнал/помеха.

4. Оценка скрытности излучения

Возможны различные способы обеспечения скрытности излучения радиолинии. Так, например, скрытность можно обеспечить за счет дискретной, непериодической передачи кратковременных посылок полезного сигнала.

Скрытность излучения при использовании такого способа можно оценить следующим образом.

Пусть в системе организации прицельной помехи используется разведывательный приемник, последовательно просматривающий заданный диапазон частот (т. е. приемник панорамного типа). Если при этом излучение радиолинии происходит дискретными непериодическими посылками, то обнаружение ее работы таким приемником, а следовательно, и создание прицельной помехи можно рассматривать как случайное событие.

Выясним некоторые факторы, от которых будет зависеть значение вероятности этого события.

Пусть длительность одиночной посылки сигнала ничтожно мала по сравнению с временем просмотра диапазона и за время одного просмотра излучается не более одной посылки сигнала; тогда при непрерывной работе разведывательного приемника вероятность обнаружения одиночной посылки сигнала $P_{1\,\text{обн}}$ будет равна

$$P_{1\,\text{обн}} \approx \frac{\Delta f_{\text{пп}}}{F_{\text{пн}}}, \qquad (11.3.39)$$

где $\Delta f_{пп}$ — полоса пропускания усилителя промежуточной частоты разведывательного приемника (рис. 11.4);

$F_{пн}$ — ширина просматриваемого диапазона.

Если за время наведения излучается $N_с$ посылок сигнала, то, считая, что обнаружения отдельных посылок — события взаимно независимые, получаем

$$P_{\lambda}=1-\left(1-\frac{\Delta f_{пп}}{F_{пн}}\right)^{N_с}, \qquad (11.3.40)$$

где P_{λ} — вероятность обнаружения хотя бы одной из $N_с$ посылок, т. е. вероятность обнаружения работы радиолинии за время наведения. Эту величину можно принять за вероятность создания прицельной помехи.

Поскольку можно считать

$$N_с \frac{\Delta f_{пп}}{F_{пн}} \ll 1, \qquad (11.3.41)$$

имеем

$$P_{\lambda} \approx N_с \frac{\Delta f_{пп}}{F_{пн}},$$

и, следовательно, скрытность излучения по отношению к прицельной помехе будет

$$P_{скр} \approx 1 - N_с \frac{\Delta f_{пп}}{F_{пн}}. \qquad (11.3.42)$$

Если число отдельных посылок полезного сигнала (например, команд управления) за время наведения невелико, то вероятность своевременного обнаружения работы радиолинии становится весьма малой, а скрытность излучения — большой.

В случае, если в разведывательной приемной установке применяется не только поиск по частоте, но и поиск по направлению, то вероятность обнаружения работы радиолинии будет еще меньше.

В качестве второго примера возможного обеспечения скрытности рассмотрим способ, который заключается в применении маскировочных излучений [44, 62, 73, 94].

В этом случае в состав аппаратуры пункта управления должно входить не одно, а $N_{f\text{м}}$ передающих устройств, работающих на разных рабочих волнах. Все передающие устройства в простейшем случае излучают одинаковые сигналы, причем только один из них является рабочим.

В подобных условиях, если для организации помех имеется только одно передающее устройство, значение скрытности можно ориентировочно оценить с помощью следующего соотношения:

$$P_{\text{скр}} = 1 - \frac{1}{N_{f\text{м}}}. \tag{11.3.43}$$

Скрытность передачи в системах радиоуправления будет различной по отношению к различным типам помех. Так, например, защита от широкополосных частотно-модулированных либо заградительных помех путем повышения скрытности будет неэффективной.

В предельном случае при оценке помехозащищенности системы радиоуправления по отношению к заградительной помехе может оказаться, что помехоустойчивость и скрытность этой системы управления становятся равными нулю.

В этих случаях помехозащищенность следует оценивать вероятностью организации подобной помехи, т. е. согласно формуле (11.3.3)

$$P_{\text{защ}} \approx 1 - P_{\text{орг}}. \tag{11.3.44}$$

Если количество мешающих передающих устройств, необходимое для организации эффективной заградительной помехи, оказывается очень большим, то вероятность того, что такая помеха может быть практически реализована, будет мала ($P_{\text{орг}} \to 0$) и, следовательно, помехозащищенность системы радиоуправления может оказаться обеспеченной.

В общем случае для повышения скрытности передачи могут быть использованы частотные, пространственные, амплитудные и временные методы.

К *частотным* методам относятся: смена рабочих волн и рассмотренный выше метод маскировочных излучений на различных волнах.

Пространственные методы заключаются в применении узконаправленных передающих антенн, чтобы при соответствующих траекториях наведения мощность сигнала в месте расположения разведывательных радиоприемных устройств оказывалась бы меньше их возможной чувствительности.

Амплитудные методы так же, как и пространственные, применяются с той целью, чтобы мощность сигнала на входе разведывательных приемников оказалась бы ниже их чувствительности. Практически реализация амплитудных методов осуществляется путем снижения излучаемой мощности полезного сигнала до минимально необходимой величины.

К временным методам прежде всего следует отнести рассмотренное выше дискретное непериодическое излучение кратковременных посылок полезного сигнала. К этим методам также относятся смена параметров шифрации полезного сигнала и смена используемых в радиолинии методов передачи в целом.

Большое практическое значение могут также иметь комбинированные методы повышения скрытности излучения. Эти методы состоят в использовании той или иной комбинации из частотных, пространственных, амплитудных и временных методов.

Из проведенного в настоящем разделе рассмотрения следует, что скрытность излучения зависит как от характеристик радиолинии и комплекса управляемого снаряда в целом, так и от характеристик средств, используемых для организации помех, а также от общих условий тактической задачи.

11.4. НАДЕЖНОСТЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ СИСТЕМ РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

1. Определение надежности. Отказы. Экспоненциальный закон надежности

Требование к надежности работы является одним из наиболее важных требований к радиотехническим устройствам систем радиоуправления.

Под надежностью радиотехнического устройства (элемента, звена, прибора) в общем случае можно понимать вероятность $P_{н}$ того, что это устройство будет безотказно работать в течение определенного интервала времени в заданных условиях эксплуатации [32, 33, 34].

Под безотказной работой понимается нормальное выполнение устройством всех заданных функций на требуемом уровне. Отказом называется переход устройства из исправного состояния в неисправное, в котором без устранения неисправности невозможно дальнейшее выполнение устройством заданных функций.

Можно различать два вида отказов: частичный и полный.

При частичном отказе происходит ухудшение какой-либо характеристики устройства, выходящее за пределы допустимых значений. Устройство при этом работает, но не имеет требуемых количественных показателей.

Типичным примером частичного отказа может быть отказ радиотехнического устройства вследствие значительных колебаний коэффициента усиления радиотракта, причиной которых являются, например, плохие контакты. Аппаратура при этом еще будет работать, но точность передачи входных величин может оказаться недопустимо низкой.

В общем случае обнаружение причин частичного отказа является сложной задачей, особенно если не предусмотрен непрерывный и всесторонний контроль за исправностью аппаратуры.

При полном отказе устройство вообще перестает функционировать. Типичной причиной, вызывающей полный отказ, может быть, например, перегорание электронной лампы или предохранителей в цепи первичного источника питания.

Отказы можно разделять на внезапные (случайные) и постепенные (износовые). Кроме того, различают также окончательные отказы и перемежающиеся (кратковременные, самовосстанавливающиеся).

Вероятность возникновения случайного отказа слабо зависит от длительности «наработки» аппаратуры, т. е. длительности суммарного времени, в течение которого работала аппаратура.

Случайный отказ в большинстве случаев бывает полным и окончательным. Основное свойство таких отказов — случайное распределение во времени.

Постепенные (износовые) отказы зависят главным образом от длительности времени существования аппаратуры с момента изготовления и, особенно, от длитель-

ности «наработки». Постепенный отказ в большинстве случаев бывает частичным.

Физически процесс постепенного отказа заключается обычно в постепенном, сравнительно медленном количественном изменении тех или иных характеристик аппаратуры (например, в уменьшении чувствительности радиоприемного устройства).

Постепенные отказы носят закономерный характер. Поэтому их появление может быть в значительной степени предотвращено путем периодического контроля аппаратуры.

Радиотехнические устройства в основном состоят из элементов электрической схемы и механических элементов. Основной причиной отказа является обычно отказ элементов электрической схемы. По некоторым данным [77, 78] отказы электрических элементов обусловливают примерно 70% всех отказов радиоаппаратуры.

Для электрических элементов обычно характерен процесс относительно быстрого старения, не прекращающийся даже в нерабочее время. Поэтому возникновение неисправностей в радиотехнических устройствах в общем случае возможно не только во время работы аппаратуры, но также и во время ее бездействия.

При анализе надежности радиотехнических устройств в общем случае требуется четкое разграничение времени «наработки», времени существования с момента изготовления и времени бездействия.

Перейдем теперь к рассмотрению практического метода оценки надежности, основанного на применении так называемого экспоненциального закона надежности.

Если провести испытание на непрерывную работу достаточно большого числа экземпляров однотипного оборудования (например, передающих устройств линии радиотелеуправления), то, фиксируя момент времени, в который отказал каждый из поставленных на испытания экземпляров, можно затем построить кривую отказов. Эта кривая дает зависимость так называемой частоты отказов (числа отказов за единицу рабочего времени, например за 1 *час*, отнесенного к начальному числу экземпляров) от времени, отсчет которого ведется от начала испытания.

В процессе испытаний вышедшие из строя экземпля-

ры здесь не восстанавливаются, из-за чего количество работающих экземпляров все время уменьшается.

Типичная кривая частоты отказов $a(t)$ радиотехнической аппаратуры приведена на рис. 11.11.

Надежность любого произвольно выбранного экземпляра оборудования для интервала времени, отсчитываемого с момента начала эксплуатации и оканчивающегося в момент t, определяется интегралом кривой частоты отказов $a(t)$, вычисленным в пределах интересующего нас интервала времени,

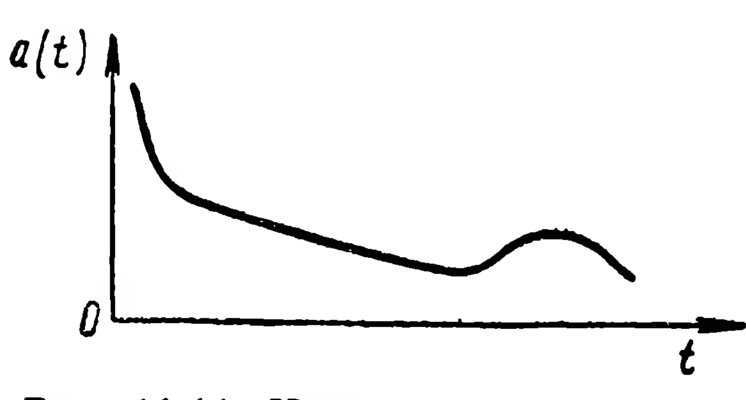


Рис. 11.11. Кривая частоты отказов.

$$P_н = 1 - \int_0^t a(t)\,dt.$$

Однако во многих случаях практически оказывается более удобным использовать не кривые частоты отказов, а кривые так называемой **интенсивности** («опасности») отказов.

Интенсивность отказов $\lambda(t)$ представляет собой отношение числа устройств, отказавших в течение единичного интервала времени (например, в течение часа), к общему числу устройств, которые остались исправными к моменту начала этого интервала. Типичная кривая интенсивности отказов, или, как ее иногда называют, λ-характеристика, приведена на рис. 11.12. Такую характеристику можно построить по результатам испытаний.

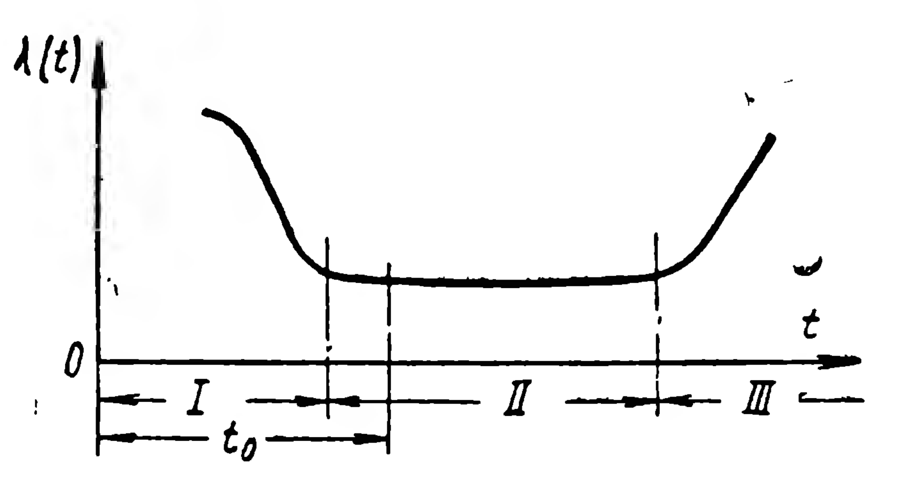


Рис. 11.12. Кривая интенсивности отказов (λ-характеристика).

Для этой кривой является характерным наличие достаточно резко выраженных трех периодов работы аппаратуры, которые на рис. 11.12 обозначены через *I*, *II* и *III*.

В течение *I* периода работы происходит приработка вновь изготовленной аппаратуры. Здесь интенсивность

отказов $\lambda(t)$ является достаточно высокой и существенно изменяется во времени. Наличие и характер *I* периода объясняются интенсивными отказами наиболее слабых элементов, а также дефектами аппаратуры, обусловленными производственными причинами.

В течение *I* периода аппаратуру нельзя считать пригодной для эксплуатации. Поэтому для того чтобы эксплуатация устройства соответствовала в основном *II* периоду, может оказаться необходимой специальная предварительная тренировка.

В продолжение *II* периода интенсивность отказов $\lambda(t)$ по сравнению с *I* периодом уменьшается и остается более или менее постоянной. Отказы здесь носят в основном случайный характер. Этот период является рабочим периодом эксплуатации аппаратуры.

В течение *III* периода работы интенсивность отказов возрастает вследствие износа тех или иных элементов устройства. Дальнейшая эксплуатация устройства становится нерациональной.

С точки зрения количественной оценки надежности устройства весьма существенным является то обстоятельство, что интенсивность отказов во *II* периоде может считаться постоянной величиной, не зависящей от времени эксплуатации.

Для этого периода работы аппаратуры справедлив так называемый экспоненциальный закон надежности, который может быть записан в следующем виде (см., например, [32, 33]):

$$P_{\text{н}} = e^{-\lambda \Delta t}, \qquad (11.4.1)$$

где $P_{\text{н}}$ — надежность устройства.

Эта формула позволяет оценить надежность работы устройства для любого интервала времени Δt в течение *II* периода работы.

Интенсивность отказов λ может рассматриваться как величина, обратная среднему времени работы до выхода из строя:

$$\lambda = \frac{1}{T_{\text{ср}}}. \qquad (11.4.2)$$

Поэтому выражение экспоненциального закона надежности может быть переписано так:

$$P_{н} = e^{-\frac{\Delta t}{T_{ср}}}. \qquad (11.4.3)$$

Кривая интенсивности отказов может быть получена и путем испытания одного экземпляра оборудования, если после каждого отказа его работоспособность восстанавливается и оборудование вновь включается в работу. В этих случаях измеряется среднее время работы между соседними отказами $T_{ср}$, а интенсивность отказов определяется согласно формуле (11.4.2).

Полученная таким образом кривая интенсивности отказов во многих случаях может быть распространена на серию образцов аналогичного оборудования.

По существу формулы (11.4.1) и (11.4.3) представляют собой закон распределения Пуассона, использованный для оценки надежности.

В соответствии с экспоненциальным законом надежности $P_{н}=1$ при $\Delta t=0$. Начало интервала времени Δt может быть выбрано совпадающим с моментом включения аппаратуры. Поэтому при выводе формул (11.4.1) и (11.4.3) подразумевается, что в момент включения аппаратура является исправной.

Необходимо также отметить, что экспоненциальным законом надежности не учитывается целый ряд факторов, которые могут приводить к нестационарности интенсивности отказов. Такими факторами являются, например, специфические дефекты производства, качество контрольно-измерительной аппаратуры и обслуживания, условия хранения и транспортировки, наличие перерывов в работе устройства и т. д.

В частности, возможность возникновения неисправностей в нерабочее время приведет к тому, что $P_{н} \neq 1$ при $\Delta t=0$, если интервал времени Δt отсчитывается с момента включения.

Влияние на надежность дополнительных факторов может быть учтено, например, введением в экспоненциальный закон надежности множителя $P_{вкл} \leqslant 1$.

В этом случае получим так называемый обобщенный

закон надежности [32], который, используя формулу (11.4.3), можно записать в следующем виде:

$$P_{\text{н}} = P_{\text{вкл}} e^{-\frac{\Delta t}{T_{\text{ср}}}}. \qquad (11.4.4)$$

Несмотря на некоторую ограниченность, экспоненциальный закон надежности имеет большое практическое значение. Обусловливается это, во-первых, достаточно хорошим совпадением получаемых результатов с экспериментальными данными и, во-вторых, простотой оценки с помощью такого закона надежности комплексной системы (устройства) при известных значениях надежности составляющих элементов.

Поясним последнее несколько подробнее. Будем считать, что устройство состоит из n различных типов элементов, включенных последовательно, и что интенсивности отказов для каждого типа элементов различны и соответственно равны $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$. Примем далее, что общее число элементов, входящих в состав устройства, равно $N_{\text{эл}}$ ($N_{\text{эл}} = N_1 + N_2 + \ldots + N_n$), где $N_1, N_2, \ldots, N_n$ — число элементов каждого типа. Обозначим надежности элементов каждого типа соответственно через $P_1, P_2, \ldots, P_n$.

Выражение для надежности устройства, состоящего из этих элементов, можно записать в следующем виде:

$$P_{\text{н}} = P_1^{N_1} P_2^{N_2} \ldots P_n^{N_n}. \qquad (11.4.5)$$

Считая, что надежность каждого типа элементов подчиняется экспоненциальному закону, получаем

$$P_{\text{н}} = e^{-N_1\lambda_1\Delta t} e^{-N_2\lambda_2\Delta t} \ldots e^{-N_n\lambda_n\Delta t}$$

или

$$P_{\text{н}} = e^{-\Delta t \sum_{i=1}^{n} N_i \lambda_i} = e^{-\Delta t \Lambda}, \qquad (11.4.6)$$

где

$$\Lambda = \sum_{i=1}^{i=n} N_i \lambda_i.$$

Таким образом, интенсивность отказов устройства (системы) Λ может быть найдена как сумма интенсивностей отказов составляющих ее элементов.

Следует отметить, что в общем случае надежность системы может подчиняться экспоненциальному закону не обязательно при условии, что этому же закону подчиняются и надежности всех составляющих ее элементов.

Покажем теперь, как можно оценить надежность работы комплекса радиотехнических устройств системы управления в течение периода времени $T_у$, соответствующего процессу наведения.

2. Надежность аппаратуры пункта управления

Ограничимся рассмотрением надежности только для того случая, когда пункт управления работает в «стационарных» условиях на поверхности земли или на корабле [оценка надежности работы аппаратуры пункта управления, расположенного на самолете, имеет много общего с оценкой надежности бортовой аппаратуры снаряда (см. п. 3)].

Конкретизируем и упростим задачу следующими исходными допущениями.

Будем считать, что эксплуатация ведется только в условиях, соответствующих *II* периоду работы аппаратуры (участок *II* на кривой рис. 11.12). *I* период работы полностью закончен в процессе регулировок, испытаний, проверок и специальной тренировки аппаратуры, и эксплуатация начата с полностью исправной аппаратурой.

Положим также, что перед стартом осуществляется контроль работы аппаратуры и возможность старта снаряда при неисправной аппаратуре исключена.

Для рассматриваемой аппаратуры будем полагать, что основными факторами, влияющими на отказы ее элементов, являются:

— электрические факторы (токи, напряжения, мощности, скорости перепадов электрических величин, частоты и т. д.);

— температурные воздействия, которые вследствие самопрогрева существенно различаются в период работы аппаратуры и в период ее бездействия;

— климатические воздействия, которые одинаковы как в период работы, так и в период бездействия.

В общем случае аппаратура пункта управления будет работать не непрерывно, а в течение определенных рабочих интервалов времени $T_{рi}$ (рис. 11.13), разделен-

ных во времени интервалами бездействия (паузами) $T_{пi}$. Длительности интервалов работы и интервалов бездействия часто должны рассматриваться как случайные величины, которые заранее нельзя точно запланировать.

Учет влияния на надежность периодов бездействия является сложной и пока еще далеко не полностью ре-

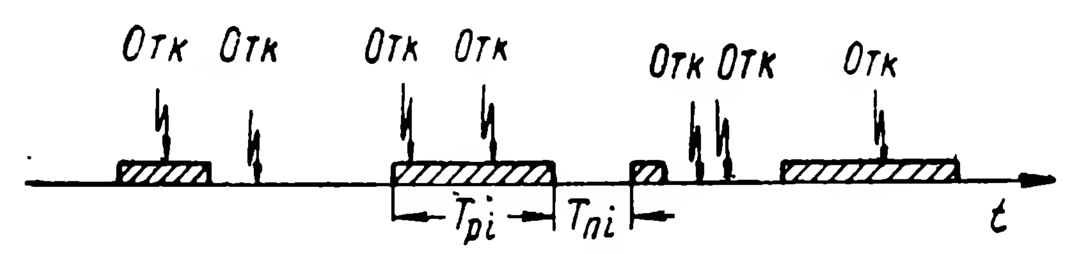


Рис. 11.13. График работы аппаратуры во времени.
Отк — отказы.

шенной задачей. Определяется это, в частности, тем, что наличие периодов бездействия в зависимости от конкретных условий может привести к двум противоположным результатам: или к увеличению интенсивности отказов в рабочем режиме, или, наоборот, к снижению этой интенсивности. Первое может иметь место в тех случаях, когда отказы возникают не только в периоды работы, но и в периоды бездействия, как это, например, показано на рис. 11.13. Отказы, которые возникли во время бездействия, практически будут обнаружены только в результате включения аппаратуры и, следовательно, условно могут рассматриваться как дополнительные отказы во время работы аппаратуры.

Снижение интенсивности отказов может быть в тех случаях, когда в течение периода бездействия основное значение имеет «отдых» аппаратуры. Так, например, при напряженных тепловых режимах (определяемых самопрогревом и плохим отводом тепла) периодические выключения аппаратуры и ее бездействие (охлаждение) в течение определенных интервалов времени могут снизить количество отказов во время работы.

С другой стороны, многие факторы, вызывающие отказы, действуют во время работы значительно сильнее, чем в периоды бездействия.

В качестве примера рассмотрим случай, когда влияние периодов бездействия можно не учитывать. Будем условно считать, что аппаратура пункта управления ра-

ботает непрерывно. При этом полная длительность непрерывной работы аппаратуры

$$T_{\text{р}\,\Sigma}=\sum_{i=1}^{i=k} T_{\text{р}\,i}, \tag{11.4.7}$$

где k — число отдельных периодов работы аппаратуры за все время ее эксплуатации.

Продолжительность времени $T_{\text{р}\,\Sigma}$ не должна превышать продолжительности II периода на Λ-характеристике аппаратуры. По истечении этого периода работы аппаратуру желательно заменить.

Средняя продолжительность времени работы аппаратуры пункта управления между двумя отказами может быть найдена следующим образом:

$$T_{\text{срПУ}}=\frac{T_{\text{р}\,\Sigma}}{M_{\text{отк}}}=\frac{1}{\Lambda_{\text{ПУ}}}, \tag{11.4.8}$$

где $M_{\text{отк}}$ — среднее число отказов за все время эксплуатации аппаратуры пункта управления;

$\Lambda_{\text{ПУ}}$ — интенсивность отказов для рассматриваемой аппаратуры пункта управления.

В соответствии с формулой (11.4.1) надежность аппаратуры пункта управления можно определить по следующей формуле

$$P_{\text{н ПУ}}=\mathrm{e}^{-\Lambda_{\text{ПУ}}T_{\text{у}}}. \tag{11.4.9}$$

Во многих случаях весь комплекс аппаратуры пункта управления состоит из N_{Σ} отдельных достаточно сложных и независимо работающих устройств (радиовизир снаряда, радиовизир цели, передающее устройство линии радиотелеуправления и т. д.).

Выход из строя любого из этих устройств приведет к нарушению работы всей системы радиоуправления. Поэтому с точки зрения оценки надежности весь этот комплекс можно представить в виде ряда последовательно соединенных отдельных звеньев (рис. 11.14). Тогда надежность всего комплекса аппаратуры пункта управления может быть найдена как произведение надежно-

стей отдельных звеньев (устройств), составляющих этот комплекс, т. е.

$$P_{\text{н ПУ}} = P_{\text{А}(1)} \cdot P_{\text{А}(2)} \ldots P_{\text{А}(N_\Sigma)}, \qquad (11.4.10)$$

где $P_{\text{А}(1)}$; $P_{\text{А}(2)} \ldots P_{\text{А}(N_\Sigma)}$ — надежности отдельных устройств.

Оценим теперь на конкретном примере возможное количественное значение надежности аппаратуры пункта управления.

Известно (по статистическим данным), что на одну лампу в радиотехнической аппаратуре приходится

Рис. 11.14. Схема последовательного соединения устройств пункта управления.

(N_Σ — количество отдельных устройств в комплексе аппаратуры пункта управления).

в среднем десять других элементов [32]. В состав этих десяти элементов входят примерно четыре сопротивления, три конденсатора и три единицы прочих деталей (переключатели, трансформаторы, реле и т. д.).

Возможные значения интенсивности отказов на один час работы, отнесенные к одному элементу [32, 78], приведены в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Тип элементов	Интенсивность отказов λ на один час и на один элемент
Электронные лампы	$\sim 5{,}7 \cdot 10^{-5}$
Сопротивления R	$\sim 0{,}31 \cdot 10^{-5}$
Конденсаторы C	$\sim 0{,}25 \cdot 10^{-5}$
Прочие детали	$\sim 0{,}6 \cdot 10^{-5}$

Примем, что в состав всего комплекса аппаратуры пункта управления входит 2000 ламп.

Подсчитаем возможное значение интенсивности отказов подобного комплекса на 1 *час*:

$$\Lambda_{\text{ПУ}} = N_1\lambda_1 + N_2\lambda_2 + N_3\lambda_3 + N_4\lambda_4, \qquad (11.4.11)$$

где $N_1; N_2; N_3; N_4$ — соответственно количество ламп ($N_1 = 2000$), сопротивлений ($N_2 = 4N_1$), конденсаторов ($N_3 = 3N_1$) и прочих деталей ($N_4 = 3N_1$), входящих в состав комплекса;

$\lambda_1; \lambda_2; \lambda_3$ и λ_4 — интенсивности отказов этих элементов на один час и на один элемент.

Подставляя в выражение (11.4.11) данные из табл. 11.1, имеем

$$\Lambda_{\text{ПУ}} \approx 19 \cdot 10^{-2} \ \textit{отк/час}.$$

Считая, что время управления составляет, например, 6 *мин* ($T_{\text{У}} = 0{,}1$ *час*), получаем следующее значение надежности комплекса радиотехнических устройств пункта управления:

$$P_{\text{н ПУ}} \approx e^{-0{,}19 \cdot 0{,}1} \approx 0{,}98.$$

Это значит, что в 100 случаях применения аппаратура пункта управления будет отказывать примерно два раза.

3. Надежность бортовой аппаратуры снаряда

Рассмотрим задачу оценки надежности бортовой аппаратуры снаряда при тех же исходных допущениях, которые были сделаны при рассмотрении надежности аппаратуры пункта управления.

Для бортовой аппаратуры, кроме факторов, действующих на аппаратуру пункта управления, дополнительно влияют такие специфические «нагрузки», как изменение давления с высотой, вибрации и различные ускорения. Поэтому для элементов и деталей, используемых в бортовой аппаратуре, необходимо иметь специальные λ-характеристики.

Бортовая аппаратура до момента ее использования находится на хранении. Однако в процессе хранения бортовую аппаратуру систематически проверяют [32, 34]. В случае длительного хранения «наработка» за счет таких проверок может соответствовать значительной части *II* участка λ-характеристики. Однако общее время подобной наработки не должно выходить за пределы *II* участка.

Отметим также, что для бортовой аппаратуры под величиной $T_{\text{ср}}$ в экспоненциальном законе надежности

[см. формулу (11.4.3)] удобно понимать среднее время работы аппаратуры до выхода из строя. (Средним временем работы до выхода из строя называется такой интервал времени, в течение которого надежность падает до значения, равного $\frac{1}{e}=0,37$.)

Приведем теперь пример количественной оценки надежности бортовой аппаратуры снаряда. Для элементов, используемых в этой аппаратуре, возможные ориентировочные значения интенсивности отказов [77] приведены в табл. 11.2.

Таблица 11.2

Тип элементов	Интенсивность отказов λ на один час и на один элемент
Миниатюрные лампы	$\sim 3\cdot 10^{-4}$
Сопротивления R	$\sim 0,15\cdot 10^{-4}$
Конденсаторы C	$\sim 0,25\cdot 10^{-4}$
Прочие детали	$\sim 1\cdot 10^{-4}$

Считая в качестве примера, что в бортовой аппаратуре используется 200 ламп ($N_1=200$) и что соотношения количеств разных деталей такие же, как в аппаратуре пункта управления, определим возможное значение интенсивности отказов этой аппаратуры

$$\Lambda_{БА}\approx 0,14 \ \textit{отк/час},$$

что соответствует среднему времени работы до выхода из строя $T_{ср\,БА}\approx 8,5$ *час*.

Принимая так же, как и для аппаратуры пункта управления, что время управления $T_у=0,1$ *час*, и применяя формулу (11.4.1), получаем следующее значение надежности бортовой аппаратуры:

$$P_{н\,БА}=e^{-T_у\Lambda_{БА}}=e^{-0,014}\approx 0,986.$$

4. Надежность комплекса радиотехнических устройств системы радиоуправления

Работу аппаратуры пункта управления и бортовой аппаратуры снаряда будет считать независимой. Поэтому выражение для надежности всего радиотехниче-

ского комплекса системы радиоуправления можно записать следующим образом:

$$P_{\text{н компл}} = P_{\text{н ПУ}} P_{\text{н БА}} = e^{-(\Lambda_{\text{ПУ}} + \Lambda_{\text{БА}}) T_{\text{у}}}. \quad (11.4.12)$$

В силу того, что аппаратура пункта управления используется многократно, а бортовая аппаратура — разового действия, повышения надежности комплекса выгодно добиваться, совершенствуя аппаратуру пункта управления. Для этого может оказаться целесообразным резервирование аппаратуры пункта управления. В общем случае, конечно, могут иметь место и такие условия, при которых необходимо будет резервировать не только аппаратуру пункта управления, но и бортовую аппаратуру снаряда.

Рассмотрим коротко основные вопросы резервирования.

5. Резервирование

Следует различать несколько возможных вариантов практического осуществления резервирования.

Простейшим вариантом является резервирование всей системы в целом (рис. 11.15). Подобное резервирование иногда называют *общим резервированием*.

Общее резервирование может быть:

1) с постоянным включением резервной системы;

2) с включением резервной системы способом замещения неисправной системы.

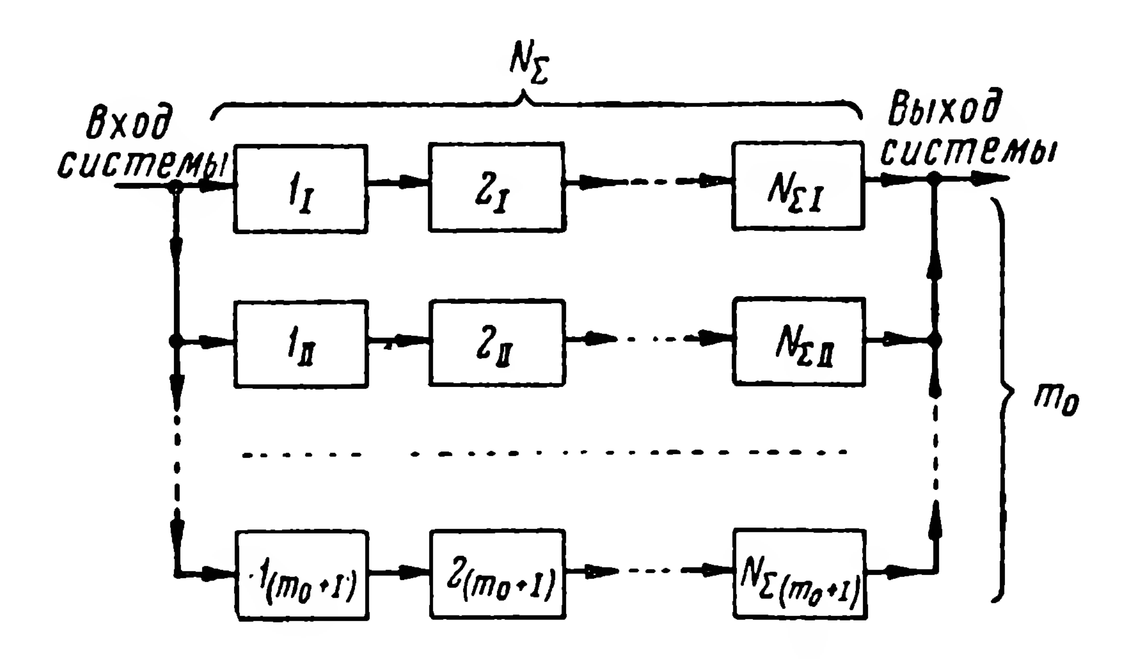


Рис. 11.15. Схема общего резервирования (N_Σ — количество отдельных устройств в комплексе аппаратуры; m_0 — количество резервных комплексов).

Надежность системы с общим резервированием и постоянным включением резерва, состоящего из m_0 резервирующих цепей (рис. 11.15), может быть найдена из выражения

$$P_{\text{н}\,m_0} = 1 - (1 - P_{\text{н}I}) \cdot (1 - P_{\text{н}II}) \ldots (1 - P_{\text{н}\,(m_0+I)}), \quad (11.4.13)$$

где $P_{\text{н}I}; P_{\text{н}II} \ldots P_{\text{н}\,(m_0+I)}$ — надежности отдельных систем, включенных параллельно.

Если надежности этих систем одинаковы

$$P_{\text{н}I} = P_{\text{н}II} = \ldots = P_{\text{н}\,(m_0+I)} = P_{\text{н}_0},$$

то

$$P_{\text{н}\,m_0} = 1 - (1 - P_{\text{н}_0})^{m_0+I}. \quad (11.4.14)$$

Определяя надежность при общем резервировании с включением резервной системы способом замещения, дополнительно надо учитывать надежность устройств

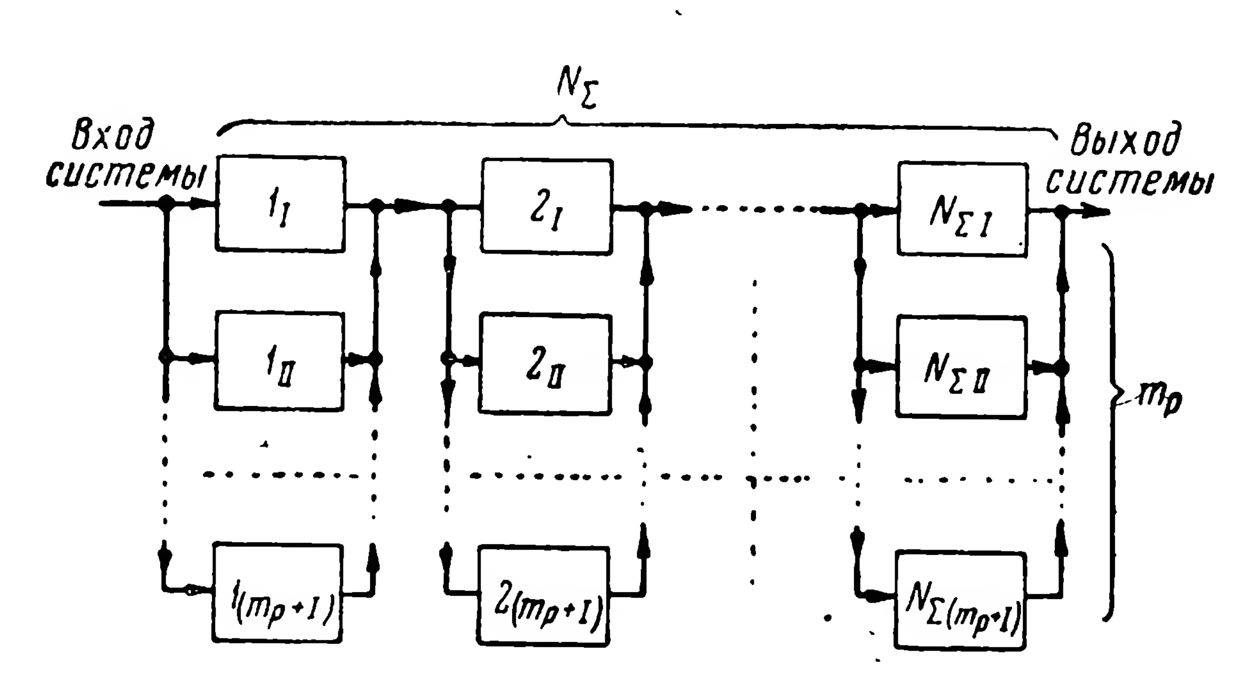


Рис. 11.16. Схема раздельного резервирования (N_Σ — количество отдельных устройств в комплексе аппаратуры; $m_\text{р}$ — кратность резервирования).

включения [33]. Достоинством такого включения резервной системы является уменьшение расхода ресурсов аппаратуры и средств питания.

Вместо общего резервирования можно также осуществить так называемое поблочное (поэлементное) резервирование.

Блок-схема такого резервирования, называемого иногда **раздельным** резервированием, приведена на рис. 11.16.

Так же, как и общее резервирование, раздельное резервирование может быть выполнено как с постоянным включением резерва, так и с включением резерва методом замещения.

В некоторых случаях оказывается возможным использовать один резервный блок для замещения вышедшего из строя одного из нескольких типовых основных блоков. Такое резервирование особенно выгодно, так как позволяет получить увеличение надежности при небольших усложнениях аппаратуры.

Ограничимся здесь рассмотрением только раздельного резервирования с постоянным включением резерва. Будем считать, что резервируются все отдельные устройства, входящие в состав комплекса аппаратуры пункта управления (рис. 11.16). Кроме того, для простоты примем, что надежности всех N_Σ резервируемых устройств равны, т. е.

$$P_{A(1)} = P_{A(2)} = \ldots = P_{A(N_\Sigma)} = P_A.$$

В подобных условиях при m_p резервных устройствах надежность системы с раздельным резервированием может быть найдена по формуле

$$P_{н\, m_p} = [1 - (1 - P_A)^{m_p+1}]^{N_\Sigma}. \qquad (11.4.15)$$

Нетрудно убедиться в том, что при одинаковом числе резервных цепей

$$P_{н\, m_p} > P_{н\, m_0}. \qquad (11.4.16)$$

Таким образом, раздельное резервирование в общем случае выгоднее общего.

Оценим теперь возможное повышение надежности, которое может быть достигнуто использованием общего и раздельного резервирования в аппаратуре пункта управления. Воспользуемся данными приведенного выше примера. Рассмотрим простейший случай, когда $m_0 = m_p = m = 1$.

Будем считать, что комплекс аппаратуры пункта управления состоит из четырех основных устройств, включенных последовательно, причем надежности этих устройств одинаковы, т. е.

$$P_{\text{А}(1)} = P_{\text{А}(2)} = P_{\text{А}(3)} = P_{\text{А}(4)} =$$
$$= P_{\text{А}} = \sqrt[4]{P_{\text{н ПУ}}} \approx \sqrt[4]{0{,}98} \approx 0{,}995.$$

В случае общего резервирования в соответствии с формулой (11.4.14) имеем

$$P_{\text{н}\, m_0} = 1 - (1 - P_{\text{н ПУ}})^{m_0 + 1} = 1 - (1 - 0{,}98)^2 \approx 0{,}9996.$$

Это означает, что в 10 000 случаях использования аппаратуры пункта управления отказ будет иметь место примерно в 4 случаях вместо 200 случаев отказа при работе без резервирования (см. § 11.4, п. 2).

Следовательно, для рассмотренных примеров условно можно считать, что в результате применения общего резервирования надежность увеличилась в 200/4=50 раз.

В случае раздельного резервирования в соответствии с формулой (11.4.15) получаем

$$P_{\text{н}\, m_{\text{р}}} = [1 - (1 - P_{\text{А}})^{m_{\text{р}} + 1}]^{N_\Sigma} = [1 - (1 - 0{,}995)^2]^4 \approx 0{,}9999.$$

Таким образом, как и следовало ожидать, при раздельном резервировании и прочих равных условиях надежность будет выше, чем при общем резервировании.

В заключение настоящего параграфа остановимся коротко на вопросе об учете влияния надежности аппаратуры на эффективность системы радиоуправления и комплекса управляемого снаряда в целом.

В формулах (11.1.5) и (11.1.7), определяющих значения этих эффективностей, надежность $P_{\text{н}}$ учитывается сомножителем — вероятностью отказа $P_{\text{отк}} = 1 - P_{\text{н}}$. Подобный учет влияния надежности является удобным в тех случаях, когда решающее значение имеют полные отказы.

В тех случаях, когда решающее значение будут иметь частичные отказы, необходимо учитывать изменение вероятности поражения цели $P_{пор}$, обусловливаемое изменением (ухудшением) параметров аппаратуры системы управления. В подобных случаях учет влияния надежности аппаратуры на эффективность системы управления в принципе аналогичен учету влияния организованных радиопомех второго вида (см. § 11.3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Астафьев Г. П., Шебшаевич В. С., Юрков Ю. А. Радионавигационные устройства и системы. «Советское радио», 1958.

2. Бунимович В. И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. «Советское радио», 1951.

3. Сиверс А. П., Суслов Н. А., Метельский В. И. Основы радиолокации. Судпромгиз, 1959.

4. Гоноровский И. С. Частотная модуляция и ее применение. Связьиздат, 1948.

5. Гоноровский И. С. Основы радиотехники. Связьиздат, 1957.

6. Гитис Э. И. Электрорадиоавтоматика. Госэнергоиздат, 1959.

7. Гуткин Л. С. Преобразование сверхвысоких частот и детектирование. Госэнергоиздат, 1953.

8. Гуткин Л. С. Принципы радиоуправления беспилотными объектами. «Советское радио», 1959.

9. Гетленд К. У. Развитие управляемых снарядов. Изд-во иностранной литературы. 1956.

10. Распространение ультракоротких волн, пер. с англ. под ред. Б. А. Шиллерова. «Советское радио», 1954.

11. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. «Советское радио», 1957.

12. Локк А. С. Управление снарядами. Гостехиздат, 1957.

13. Мюллер Ф. Телеуправление. Изд-во иностранной литературы, 1957.

14. Хохлов А. Ф. Теория и техническое применение автоматических устройств. Машгиз, 1959.

15. Солодовников В. В. Основы автоматического регулирования, т. I, Машгиз, 1954.

16. Крылов Н. Н. Теоретические основы радиотехники. Изд-во «Морской транспорт», 1953.

17. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства, изд. 4-е. Воениздат, 1951.

18. Смирнов В. А. Основы радиосвязи на ультракоротких волнах. Связьиздат, 1957.

19. Феодосьев В. И., Синярев Г. Б. Введение в ракетную технику, изд. 2-е. Оборонгиз, 1960.

20. Фельдбаум А. А. Электрические системы автоматического регулирования. Оборонгиз. 1954.

21. Цянь-Сюэ-Сень. Техническая кибернетика. Изд-во иностранной литературы, 1956.

22. Харкевич А. А. Очерки общей теории связи. Гостехиздат, 1955.
23. Импульсные радионавигационные устройства, пер. с англ. под ред. Д. Д. Дьякова. Воениздат, 1955.
24. Ламповые схемы для измерения времени, пер. с англ. под ред. А. Я. Брейтбарта, т. I, II. «Советское радио», 1951.
25. Пороговые сигналы, пер. с англ. под ред. А. П. Сиверса. «Советское радио», 1952.
26. Радиолокационная техника, пер. с англ., т. I, II. «Советское радио», 1949.
27. Кельзон А. С. Динамические задачи кибернетики. Судпромгиз, 1959.
28. Бургесс Э. Управляемое реактивное оружие. Изд-во иностранной литературы, 1958.
29. Теория информации и ее приложения, сборник переводов под ред. А. А. Харкевича. Физматгиз, 1959.
30. Радиорелейные линии связи, сборник переводов под ред. В. А. Смирнова. Изд-во иностранной литературы, 1956.
31. Управление и измерение на расстоянии, сборник переводов с англ. под ред. С. В. Алексеева и А. В. Лебедева, т. I, II. Изд-во иностранной литературы, 1957.
32. Надежность наземного радиоэлектронного оборудования, пер. с англ. под ред. Н. М. Шулейкина и др. «Советское радио», 1957.
33. Надежность радиоэлектронной аппаратуры, сборник статей под ред. И. В. Грушина. «Советское радио», 1958.
34. Вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры, сборник переводов с англ. под ред. И. И. Морозова. «Советское радио», 1959.
35. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. Физматгиз, 1959.
36. Китов А. И. Электронные цифровые машины. «Советское радио», 1956.
37. Марисов В. И., Кучеров И. К. Управляемые снаряды. Воениздат, 1959.
38. Мерилл Г., Гольдберг Г., Гельмгольц Р. Исследование операций. Боевые части. Пуск снарядов. Изд-во иностранной литературы, 1959.
39. Колосов С. П., Стромилов В. М. Основы автоматического пилотирования. Оборонгиз, 1959.
40. Термен Ф., Петтит Дж. Измерительная техника в электронике. Изд-во иностранной литературы, 1955.
41. Теория следящих систем, пер. с англ. под ред. Я. З. Цыпкина. Изд-во иностранной литературы, 1951.
42. Астафьев А. В. Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры. Госэнергоиздат, 1959.
43. Фельдбаум А. А. Вычислительные устройства в автоматических системах. Физматгиз, 1959.
44. Волжин А. Н., Янович В. А. Противорадиолокация. Воениздат, 1960.
45. Крысенко Г. Д. Управление реактивными снарядами. Воениздат, 1960.
46. Петров В. П., Сочивко А. А. Управление ракетами. Воениздат, 1959.
47. Генерирование электрических колебаний специальной формы,

пер. с англ. под ред. Л. Ю. Блюмберга, т. I, II. «Советское радио», 1951.
48. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника. «Советское радио», 1953.
49. Кривицкий Б. Х. Импульсные схемы и устройства. «Советское радио», 1955.
50. Санин А. А. Радиотехнические методы исследования излучений. Гостехиздат, 1951.
51. Хемфрис Дж. Ракетные двигатели и управляемые снаряды. Изд-во иностранной литературы, 1958.
52. Гольдман С. Теория информации. Изд-во иностранной литературы, 1957.
53. Проблемы искусственных спутников Земли, сборник переводов под ред. А. А. Орлова и Э. Э. Шпильрайна. Изд-во иностранной литературы, 1959.
54. Леантовский В. И. Ракетой к Луне. Физматгиз, 1960.
55. Александров С. Г., Федоров Р. Е. Советские спутники и космическая ракета. Изд-во АН СССР, 1959.
56. Лэнинг Дж. Х., Беттин Р. Г. Случайные процессы в задачах автоматического управления. Изд-во иностранной литературы, 1958.
57. Гоноровский И. С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях. Связьиздат, 1954.
58. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. Госэнергоиздат, 1956.
59. Богомолов А. Ф. Основы радиолокации. «Советское радио», 1954.
60. Высоцкий Б. Ф., Харыбин А. Е. Радиолокационные устройства, ч. I. Оборонгиз, 1960.
61. Никольс М. Х., Раух Л. Л. Радиотелеметрия. Изд-во иностранной литературы, 1958.
62. Асташенков П. Т. Радиоэлектроника в управлении снарядами. Воениздат, 1960.
63. Сифоров В. И. Радиоприемники сверхвысоких частот. Воениздат, 1955.
64. Техника передачи измерений по радио с ракет и снарядов, сборник переводов под ред. Морозова В. К., Поля В. Г., Шмаонова Т. А. Воениздат, 1959.
65. Реактивное оружие капиталистических стран. Обзор за 1957—1959. Воениздат, 1959.
66. Траксел Дж. Синтез систем автоматического регулирования. Машгиз, 1959.
67. Кирштейн Ф. Управление реактивным снарядом. «Вопросы радиолокационной техники», 1952, № 2(8).
68. Тзян Г., Адамсон Т., Кнут Е. Автоматическое управление ракетами дальнего действия. «Вопросы ракетной техники», 1953, № 13.
69. Бёрт Е. Теоретические принципы систем управляемых снарядов. «Вопросы ракетной техники», 1960, № 3.
70. Генри И. Дальность действия и точность попадания баллистических ракет дальнего действия. «Вопросы ракетной техники», 1960, № 3.
71. Swerling P., Space communications. IRE Trans. on Military Electronics, 1958, XII, № 1.

72. Crisetti R. S., Mullen E. B., Baseline guidance systems. IRE Trans. on Military Electronics, 1958, XII, № 1.
73. Противорадиолокационная техника. «Вопросы радиолокационной техники», 1951, № 2.
74. Некоторые достижения космической радиотелеметрии за 1958—1959 гг. «Радиоэлектроника за рубежом», 1960, вып. 25.
75. Радиоуправление космическими кораблями. «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 12.
76. Richter H. L., Sampson W. F., Stevens R, Microlock: Minimum veight radio instrumention system for a Satellite. Jet Propulsion, 1958, v. 28. № 8.
77. Биллс. Показатели надежности деталей электронных устройств управляемых снарядов. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, № 1.
78. Вопросы надежности радиоэлектронной аппаратуры. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, № 2.
79. Баттен Г., Йоргенсен Р., Макни А., Питерсон В. Реакция панорамного приемника на незатухающие и импульсные сигналы. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, № 2(20).
80. Page R. M. Monopulse radar. IRE Conv. Rec., 1955, P. 8, p. 132—134.
81. Frank R. Dickey. The correlation aircraft navigator a vertically beamed Doppler radar. Proc. Nat. Conf Aeronautical Electronics, 1958, May 12—14, Dayton, Ohio.
82. Васильев Р. Р., Шастова Г. А. Передача телемеханической информации. Госэнергоиздат, 1960.
83. Леантовский В., Лешковцев Р., Рахлин Н. Советская ракета исследует космос. Физматгиз, 1959.
84. Управляемые снаряды, пер. с англ. под ред. И. Е. Петрова. Изд-во иностранной литературы, 1960.
85. Петров В. П. Управляемые снаряды и ракеты, Изд-во ДОСААФ, 1957.
86. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. Госэнергоиздат, 1954.
87. Canney H. E. Missile guidance roundup. Missiles and Rockets, 1958, v. 3, № 2.
88. Ляпунов Б. В. Управляемые снаряды. Воениздат, 1956.
89. Николаев М. Н. Снаряд против снаряда. Воениздат, 1960.
90. Попов Е. П., Пальтов И. П. Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. Физматгиз, 1960.
91. Родс Д. Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. «Советское радио», 1960.
92. Техника передачи результатов измерений по радио, сборник переводов под ред. П. И. Евдокимова, Б. И. Кривицкого и Ю. А. Шумихина. Воениздат, 1955.
93. Клементьев С. Д. Автоматика и телемеханика. Гостехиздат, 1955.
94. Радиолокационная война, пер. с англ. «Советское радио», 1946.
95. Управление снарядами при помощи радиолокационных станций. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 4.
96. Современная техника управления реактивными снарядами. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, № 5.

97. Гибсон. Некоторые принципы систем управления реактивными снарядами. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, № 6.
98. Соммер. Усовершенствованная радиолокационная станция, работающая по методу одновременного сравнения фаз. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, № 1.
99. Jonston S. L. Servey of navigational measurements methods for missile guidance systems. IRE Trans. on Instrument, 1956, v. PGI-5, VI.
100. Guidance systems for space vehicles. Brit. Communs. and Electronics, 1960, v. 7, № 2.
101. Communications with manned Srace vehicles. Brit. Communs. and Electronics, 1960, v. 7, № 2.
102. Ромик и Ранье. Проблемы разработки системы наведения управляемых снарядов. «Вопросы ракетной техники», 1955, № 5.
103. Вараксин Я. Г. Радиоэлектроника в военном деле. «Советское радио», 1956.
104. Рил. Требования к системам управления снарядами. Стабилизация и наведение. «Вопросы ракетной техники», 1958, № 4.
105. Гарднер. Управление реактивным оружием и смежные вопросы. «Вопросы ракетной техники», 1957, № 3.
106. Radar countermeasures. Electronics, 1946, v. 19, № 1.
107. Addison E. B. The radio war. Coast Artillery Journal, 1947, v. 90, № 3.
108. Alred R. V. Naval radar anti-jamming technique. J. Inst. Electr. Engrs, 1946, P. IIIA, v. 93, № 10.
109. Лобанов А., Любченко В. Радиолокационные помехи и борьба с ними (по данным иностранной печати). «Вестник воздушного флота», 1954, № 8.
110. Панорамные приемники. «Вопросы радиолокационной техники», 1952, № 1.
111. Radar guided missiles. Wireless World, 1956, v. 62, № 2.
112. Кучеров И. К. Авиационное реактивное вооружение. Самонаводящиеся снаряды. «Вестник воздушного флота», 1957, № 4.
113. Berger F. B., The nature of Doppler velocity measurement. IRE Trans, 1957, v. ANE-4, IX, № 3.
114. Horne Ch. F., Admiral R. Guided missiles: past-present-future. Navigation, 1957, v. 5, № 6.
115. Swiss guided missile. Flight, 1955, v. 67, № 2398.
116. Швейцарский управляемый снаряд «Эрликон» 54. «Вопросы ракетной техники», 1957, № 1.
117. Levine A., Waer W. Microwave interferometer for missile guidance „scans" electronically. Aviation Age, 1958, v. 28, № 7.
118. Радиопеленгация искусственного спутника Земли, «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 3.
119. Радиотехническая система «Микролок» для измерения параметров орбиты спутника Земли. «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 9.
120. Михайлов А. Наведение зенитных управляемых снарядов. «Военные знания», 1958, № 1.
121. Bedford L. H., Kentigern. More on guided flight. Aeroplane, 1958, v. 94, № 2423.
122. Rocket guidance and control. Flight, 1958, v. 73, № 2564.

123. Wheelon A. B. Free flight of a ballistic missile. ARS Journal, 1959, v. 29, № 12.
124. Missiles and spaceflight. Flight, 1960, January, № 2653.
125. Astronautics and missiles. Achievements in space research. Aeroplane and Astronautics, 1960, January, № 2517.

ОГЛАВЛЕНИЕ

В. Н. Типугин, В. А. Вейцель
РАДИОУПРАВЛЕНИЕ

Редактор *Т. М. Любимова*
Техн. редактор *А. А. Свешников*
Обложка художника *В. Т. Сидоренко*

Сдано в набор 15.VI.1961 Подп. к печати 29.XII.1961
Формат $84 \times 108/_{32}$ Объем 38,54 п. л.
Уч.-изд. л. 37,135
Г-77416 Тираж 24 000 экз. Заказ 339
Цена в перепл. № 5 — 1 р. 40 к., в перепл. № 7 — 1 р. 50 к.

Типография Госэнергоиздата.
Москва, Шлюзовая наб., 10.